



The Abdus Salam
International Centre
for Theoretical Physics
50th Anniversary 1964 - 2014

MEMORIAS DEL CONGRESO REGIONAL EN INSTRUMENTACIÓN AVANZADA 2014

EDITADO POR:

ANDRES CICUTTIN, MARÍA LIZ CRESPO, CARLOS MEZA

SANTA CLARA, SAN CARLOS, COSTA RICA

17 – 19 DE DICIEMBRE DE 2014

ORGANIZADO POR:



The Abdus Salam
International Centre
for Theoretical Physics
50th Anniversary 1964 - 2014



TEC | Tecnológico
de Costa Rica

PATROCINADO POR:



Tecnológico
de Costa Rica



The Abdus Salam
International Centre
for Theoretical Physics
50th Anniversary 1964 - 2014



COMITÉ ORGANIZADOR:

Andrés Cicuttin, International Centre for Theoretical Physics, Italia

María Liz Crespo, International Centre for Theoretical Physics, Italia

Carlos Meza, International Centre for Theoretical Physics, Italia / Tecnológico de Costa Rica, Costa Rica

Rogelio González, Centro de Transferencia Tecnológica y Educación, Tecnológico de Costa Rica, Costa Rica

Roberto Pereira, Escuela de Ingeniería Electrónica, Tecnológico de Costa Rica, Costa Rica

COMITÉ TÉCNICO:

Julio Dondo, Universidad de Castilla La Mancha, España

Humberto Rodríguez, Universidad Tecnológica de Panamá, Panamá

Joseph Niemela, International Centre for Theoretical Physics, Italia

Marco Zennaro, International Centre for Theoretical Physics, Italia

Joseph Niemela, International Centre for Theoretical Physics, Italia

Ermanno Pietroseoli, International Centre for Theoretical Physics, Italia

Federico Muñoz Rojas, Universidad de Costa Rica, Costa Rica

Francisco Gomes, Universidade Federal de Juiz de Fora, Brasil

Juan Ponciano, Universidad Rafael Landívar, Guatemala

Marcelo Magnasco, The Rockefeller University, Estados Unidos de América

Miguel Risco, Universidad Tecnológica de Perú, Perú

Cristian Sistema, Universidad Nacional de San Juan, Argentina

Carlos Sosa Paez, Universidad Nacional de San Luis, Argentina

Hilda Larondo, Universidad Nacional de Mar del Plata, Argentina

Félix Palumbo, CONICET, Argentina

Nizar Abdallah, Microsemi, Estados Unidos de América

Ariel Lutenberg, Universidad de Buenos Aires, Argentina

José Lipovetzki, Universidad de Buenos Aires, Argentina

Luciana DeMicco, Universidad Nacional de Mar del Plata, Argentina

Damian Dellavale, Instituto Balseiro, Centro Atómico de Bariloche, Argentina

Orlando Rodríguez, Instituto de Meteorología de Cuba, Cuba

Jorge Enrique Tobón Gómez, Universidad de Antioquia, Colombia

Jorge Hernán López Botero, Universidad de Antioquia, Colombia

Daniel M. Muñoz Arboleda, Universidade de Brasília, Brasil

TABLA DE CONTENIDO

ANÁLISIS DE ASIMILACIÓN DE CO ₂ PARA JATROPHA CURCAS BAJO CONDICIONES VARIABLES DE AMBIENTALES UTILIZANDO INSTRUMENTACIÓN AVANZADA.	6
CONTROL DE COHERENCIA INDUCIDA POR RUIDO EN UN SISTEMA ELECTROQUIMICO USANDO UN MODELO RED NEURONAL FILTRO KALMAN ASISTIDO	14
FUENTES LÁSER GENERADORAS DE SUPERCONTINUO CON APLICACIÓN EN INSTRUMENTACIÓN MÉDICA Y EXPERIMENTACIÓN CIENTÍFICA	22
DISEÑO DE UNIDAD DE CÁLCULO DE DETERMINANTES CON ALGORITMO IDM PARA IMPLEMENTACIÓN EN CIRCUITO INTEGRADO	36
SINTETIZADOR DE RADIOFRECUENCIA PARA INSTRUMENTACIÓN CIENTÍFICA EN LA BANDA KU	43
VERIFICACIÓN DE ALGORITMOS DSP EN FPGA PARA ESPECTROMETRÍA GAMMA	51
RED DE SENSORES INALÁMBRICOS PARA MONITOREO AMBIENTAL CON ACCESO A INTERNET VÍA GPRS	58
DIGITALIZACIÓN DE UN SISTEMA DE MICROSCOPÍA ÓPTICA PARA INSPECCIÓN, ANÁLISIS Y DIAGNÓSTICO	63
M32: INSTRUMENTACIÓN Y EL INTERNET DE LAS COSAS	70
IMPLEMENTACIÓN EN FPGA DE UNA INTERFAZ GRÁFICA DE USUARIO INTEGRADA CON CAPACIDAD DE PROCESAMIENTO POR HARDWARE DE SEÑALES DIGITALES	80
SISTEMA DE ULTRASONIDO DOPPLER ESPECTRAL DE ONDA PULSADA SOBRE FPGA.....	87
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA INFORMÁTICO PARA MONITOREO EN TIEMPO REAL DE LA DEFORMACIÓN VOLCÁNICA	95
DESARROLLO DE UN TRAZADOR DE CURVAS I VS V EN PLATAFORMAS RECONFIGURABLES.....	109
SISTEMA DE MEDICIÓN DE FRECUENCIA CARDIACA Y VELOCIDAD DE LA ONDA DE PULSO BASADO EN HARDWARE RECONFIGURABLE.....	115
ANÁLISIS Y VALIDACIÓN DE ALGORITMOS DE SEPARACIÓN DE FUENTES SONORAS PARA APLICACIONES EN ENTORNOS INDUSTRIALES	125
INTEGRACIÓN HW/SW PARA APLICACIONES MÉDICAS BASADAS EN EL ESTÁNDAR OPENMAX.....	131

PRÓLOGO

La Conferencia Regional de Instrumentación Avanzada 2014 se ha propuesto como un primer fórum de discusión científico y tecnológico para distintos profesionales de habla hispana que de un modo u otro están relacionados con el desarrollo de instrumentación de interés científico, industrial o académico. Mientras el carácter regional del evento ha permitido focalizar aspectos específicos del continente latinoamericano, su característica internacional le ha podido garantizar un elevado estándar cualitativo mediante la participación de reconocidos profesionales ya sea como expositores que como revisores.

Hablar de desarrollo de instrumentación avanzada en el 2014 significa hablar de una compleja actividad interdisciplinaria que involucra a menudo la contribución de distintos profesionales y técnicos altamente especializados. Durante los últimos años hemos asistido a una aceleración tecnológica que ha determinado grandes oportunidades para el desarrollo de nuevos y más potentes instrumentos, pero al mismo tiempo ha impuesto serios desafíos. Entre las nuevas oportunidades podríamos mencionar la aparición en el mercado de una gran variedad de transductores y sensores de altas prestaciones y bajos costos; y entre los nuevos desafíos podríamos señalar por ejemplo aquellos derivados de la complejidad de modernos dispositivos electrónicos híbridos y sus herramientas de diseño y desarrollo.

Hoy en día el desarrollo de un nuevo instrumento es típicamente una actividad de equipo interdisciplinario que se nutre de la contribución y cooperación de profesionales de distintas áreas; esto a su vez determina frecuentemente dos aspectos importantes: la necesidad de un eficaz intercambio de información y opiniones entre expertos, y la producción y publicación de material técnico-científico de alta calidad y de fácil acceso. La elección del idioma español para esta conferencia, más allá de su indiscutible valor cultural intrínseco, ha pretendido por un lado facilitar la comunicación entre los participantes y por otro lado estimular la cultura de publicación técnico-científica en la región latinoamericana especialmente para aquellos países con menos experiencia internacional.

Dada la relevancia del tema tratado y de su potencial impacto científico, académico y socioeconómico esperamos que una conferencia similar pueda repetirse en Latinoamérica en un futuro cercano.

En nombre de los miembros del comité científico y de los organizadores queremos expresar nuestro agradecimiento a todos los participantes y a las instituciones que han permitido la realización de este evento.

***Andres Cicuttin, María Liz Crespo, Carlos Meza,
Rogelio González, Roberto Pereira.***

SOBRE LA ACTIVIDAD

El "Abdus Salam Internacional Centre for Theoretical Physics", centro de investigación categoría I de la UNESCO, ubicado en Trieste, Italia, y el Instituto Tecnológico de Costa Rica organizaron en el mes de diciembre del 2014 la Primera Conferencia Regional en Instrumentación Avanzada (CRIA 2014). El CRIA 2014 se celebró en el campus Santa Clara del Tecnológico de Costa Rica, ubicado en la zona Norte de Costa Rica.

El CRIA 2014 tuvo como objetivo dar a conocer y crear un ambiente estimulante de discusión en lengua española para aquellos trabajos de investigación que desarrollen o hagan usos novedosos de instrumentación avanzada. Por instrumentación entendemos aquellos sistemas conformados por elementos que realizan una medición, acondicionamiento y procesamiento de datos con el fin de optimizar, controlar o supervisar un proceso industrial, un experimento científico o un fenómeno natural. El subsistema que interacciona con el operador del instrumento es también considerado parte del sistema de instrumentación.

Esta memoria contiene el detalle de las principales contribuciones presentadas en el CRIA 2014.

PONENCIAS

ANÁLISIS DE ASIMILACIÓN DE CO₂ PARA JATROPHA CURCAS BAJO CONDICIONES VARIABLES DE AMBIENTALES UTILIZANDO INSTRUMENTACIÓN AVANZADA.

Elemer Briceño Elizondo
ebriceno@itcr.ac.cr
Juan Carlos Valverde Otárola,
Meybell Carranza Solano,
Dagoberto Arias Aguilar

Escuela de Ing. Forestal, Tecnológico de Costa Rica; Cartago, Costa Rica

RESUMEN

El interés en la producción bioenergética ha crecido significativamente en los últimos años debido a la preocupación por emisiones de los combustibles fósiles y la independencia energética. La elevación combinada de temperatura y CO₂ también afecta la absorción de carbono (fotosíntesis), reflejando posiblemente algunas de las respuestas de aclimatación de compensación. Las condiciones ambientales adversas, como la sequía, tiene influencias negativas considerables en muchos procesos fisiológicos de las plantas tales como la fotosíntesis y el comportamiento de los estomas. Se presenta un estudio en el uso de instrumentación de alta tecnología, para determinar la respuesta fotosintética de Tempate (*Jatropha curcas*), bajo condiciones de manejo enfocadas a su uso como opción bioenergética, bajo tratamientos de sustrato de suelo de distinta fertilidad. Usando el CIRAS II ®, se procedió a utilizar el siguiente protocolo: CO₂ a 370 ppm ($\mu\text{mol}(\text{CO}_2) \text{ mol}(\text{air})^{-1}$) promedio, con control de CO₂ ambiental; "Photon flux density" (PFD) de 0 a 2000 $\mu\text{mol}(\text{quanta}) \text{ m}^{-2} \text{ s}^{-1}$, en intervalos de 100 $\mu\text{mol}(\text{quanta}) \text{ m}^{-2} \text{ s}^{-1}$; Humedad Relativa (RH) en el rango de 46 a 70%. En este tipo de valoraciones en campo, usando el CIRAS II tiene la ventaja de permitir observar en su interfaz toda la información. El tempate usualmente se desarrolla en suelos áridos y semiárido y es altamente susceptible a inundaciones, en sistemas de producción comercial requiere de suelos profundos, bien estructurados y con buen drenaje, para que el sistema radicular pueda

desarrollarse y logre satisfacer las necesidades nutricionales (Loaiza et al. 2012). El ensayo utilizó un riego constante por lo que no se considera un factor de influencia en resultados; aun así al notarse diferencias significativas entre meses podemos concluir que los niveles de transpiración, reflejados por Gs, demuestran una influencia en el cambio de temperatura y humedad relativa en el tiempo, que consecuentemente afectan los niveles de Ci y Pn.

INTRODUCCIÓN

El interés en la producción bioenergética ha crecido significativamente en los últimos años debido a la preocupación por emisiones de los combustibles fósiles y la dependencia energética (Palmera et al. 2014). En búsqueda de un futuro sostenible es necesario hacer frente a la demanda mundial de energía mediante cambio a tecnologías de bajo impacto y que a largo plazo pueda simplificar la producción de emisiones de gases de efecto invernadero y con ello mitigar las consecuencias del cambio climático (Luque et al. 2010). La producción y uso de biomasa para biocombustibles, implican los ciclos de vida complejos con múltiples consideraciones sobre materia prima y niveles de producción para hacer una evaluación completa (Downie, et al. 2014). El potencial mundial en producción bioenergética se ve limitado por la necesidad de cubrir necesidades básicas para tierras de cultivo y para la producción de otros bienes y servicios, como lo son forraje, madera, producción de fibra, así como para la

conservación de la naturaleza y la protección del clima. En la actualidad, alrededor del 55 EJ/año de la bioenergía se producen a nivel mundial. Las formas modernas de bioenergía en uso en 2011 ascendieron a 23,6 EJ en forma de calor, los biocombustibles y la electricidad. Un 31,4 EJ adicional de la biomasa tradicional se usa muy ineficientemente para cocinar y para calefacción en zonas rurales pobres, principalmente en África (REN21 2013).

En el año 2010 se necesitaron cerca de 20 millones de hectáreas brutas de granos, caña de azúcar y la yuca para la producción de combustible de etanol y 20 millones de hectáreas brutas de materia prima para la producción de biodiesel de semillas oleaginosas, de las cuales cerca de 9,5 millones de hectáreas están plantadas con *Jatropha curcas* (Popp *et al.* 2014). La biomasa lignocelulósica obtenida de diferentes fuentes, tales como las plantaciones forestales de alta densidad, puede ser considerado como un recurso sostenible para combustible renovable, pero la comercialización de esta se limita en gran parte debido a la falta de tecnologías de procesamiento costo-efectivas (Singh *et al.* 2014). Los *Eucalyptus sp* (Hinchee *et al.* 2009) han demostrado un enorme potencial en los cultivos de corta rotación (Baral y Guha 2004); sin embargo, la elección de la especie debe tomar en cuenta el manejo requerido por la ella, ya que pueden causarse pérdidas de carbono del suelo. El uso de especies forestales de rápido crecimiento con alta capacidad de rebrote, como *Eucalyptus saligna* y *Eucalyptus teriticornis*, se vuelve de importancia en producción de biomasa como alternativa energética; por lo que paquetes de conocimiento sobre su nueva silvicultura y comportamiento fisiológico bajo nuevas condiciones de manejo son necesarios para optimizar la producción.

En general, se espera que el efecto enriquecedor CO₂, aumente sustancialmente la absorción de CO₂ de fotosíntesis neta y la eficiencia del uso del agua y disminuir la transpiración a través de la reducción de la conductancia estomática (Long *et al.* 2004). Por otro lado, se ha encontrado que la respuesta estomática de las plantas expuestas a enriquecimiento de CO₂ tiende a variar entre especies (Morison 1998, Wullschlegel *et al.* 2002). La elevación combinada de temperatura y CO₂ también afecta la absorción de carbono (fotosíntesis), reflejando, posiblemente, algunas de las respuestas de

aclimatación de compensación. Las condiciones ambientales adversas, como la sequía, tiene influencias negativas considerables en muchos procesos fisiológicos de las plantas tales como la fotosíntesis, el comportamiento de los estomas, la fluorescencia de la clorofila y la acumulación de metabolitos (Ohashi *et al.* 2006).

Para la evaluación de estas variables fisiológicas se han desarrollado equipos especializados como el CIRAS II el cual introduce una sección de la hoja en un analizador de gases; Esta cámara de evaluación es de tipo cerrada, en la cual se aísla un segmento de la hoja y se le puede regular múltiples variables como son temperatura de la hoja, la temperatura de aire de la cámara, PAR (radiación fotosintéticamente activa), concentración de H₂O y CO₂ en el aire y la presión atmosférica.

Una vez que la cámara está cerrada, la concentración de dióxido de carbono disminuye gradualmente hasta que sea constante en ese momento el temporizador inicia la inclusión la luz infrarroja y mediante un sistema de sensores se muestrea las variaciones de energía esto debido que el CO₂ tiende a retener la energía infrarroja y conforme mayor sea su concentración, la retención de energía es mayor (PP System 2010).

El objetivo del presente estudio es determinar, con el uso de instrumentación de alta tecnología (CIRAS II), la respuesta fotosintética de Tempate (*Jatropha curcas*), bajo condiciones de manejo enfocadas a su uso como opción bioenergética.

MATERIALES Y MÉTODOS

SITIOS Y ESPECIES EN USADOS PARA EL ENSAYO

Los datos provienen de un ensayo llevado a cabo en la "Estación Experimental Agrícola Fabio Baudrit Moreno (EEAFB)" de la Universidad de Costa Rica, ubicada en San José de Alajuela, a 840 m.s.n.m. Este sitio se caracteriza por tener una precipitación 1940 mm/año, distribuidos de mayo a noviembre y con una temperatura anual promedio de 22°C. En este sitio se acondicionó un área de 25 m², en el cual se establecieron las plántulas de tempate las cuales se propagaron por estacas en macetas de 20 cm de ancho y 20 cm de altura, distanciadas uniformemente para lo que se dejó un espacio de 20 cm entre cada unidad experimental. Se

utilizó un diseño experimental de tipo arreglo de bloques completos al azar, en el cual se establecieron cinco bloques para probar el vigor de la especie *Jatropha curcas* en función de la calidad del sustrato, cada bloque consistió de cuatro unidades experimentales de 16 plantas cada uno, de los cuales se tomaron como efectivos para evaluaciones los cuatro centrales, para un total de 80 árboles en el experimento. Los cuatro sustratos implementados mostraron características físicas y químicas contrastantes y se enlistan a continuación:

- 1) Sustrato proveniente de un suelo ultisol de Pérez Zeledón (Zona Sur del País).
- 2) Sustrato proveniente de la EEAFB con apariencia de ser un sustrato con condiciones degradadas.
- 3) Sustrato normalmente utilizado en el vivero de la EEAFB, combinado con granza de arroz.
- 4) Combinación del 50% del sustrato utilizado en la EEAFB y 50% de lombri-compost.

INSTRUMENTACIÓN:

Medidor de intercambio gaseoso CIRAS II (Ediciones INTA, 2010):

El CIRAS-2 es otro sistema abierto y de tipo diferencial, pensado para permitir distinguir pequeñas diferencias en concentraciones de gases (CO_2 y vapor de H_2O), entre las muestras de análisis y de referencia en tiempo real. Su antecesor, el CIRAS-1, fue en 1992 el primer sistema abierto portátil con control automático de CO_2 , H_2O , temperatura y luz (PP Systems, 2005). De acuerdo con el fabricante, el CIRAS 2 se destaca por su sistema incorporado de auto calibración, que lo hace virtualmente libre de mantenimiento.

Asimismo, el equipo asegura excelente estabilidad de medición bajo condiciones ambientales cambiantes gracias al reseteo automático del cero del analizador (Auto-Zero) a intervalos regulares. El CIRAS 2 cuenta con cuatro sistemas infrarrojos de análisis de gas (IRGAs por sus siglas en inglés) ubicados en la consola principal: CO_2 de entrada (de referencia), CO_2 de salida de la cámara, H_2O de entrada y H_2O de salida (PP Systems, 2004). Esto es, según el fabricante, lo que lo convierte en un verdadero analizador diferencial. La tasa de fotosíntesis neta (A_n , $\mu\text{mol CO}_2 \text{ m}^{-2} \text{ s}^{-1}$) es calculada en base a la siguiente ecuación: $A_n = [(u_e.(c_e - c_0)) - E.c_0]/L$

donde u_e es el flujo de aire de entrada (mol s^{-1}), c_e y c_0 son las concentraciones de CO_2 de entrada (referencia) y de salida de la cámara ($\text{mol CO}_2 \text{ mol aire}^{-1}$), E es la tasa de transpiración ($\text{mol H}_2\text{O m}^{-2} \text{ s}^{-1}$) y L es el área foliar dentro de la cámara.

En el CIRAS-2, es posible controlar las principales variables micro-ambientales en mediciones de fotosíntesis: luz, temperatura, y concentraciones de CO_2 y de vapor de H_2O .

Luz: el equipo CIRAS 2 también permite trabajar con luz solar directa. En este caso, la radiación incidente puede ser registrada mediante dos pequeños sensores PPFD internos en la cámara, ubicados a nivel de la hoja. Asimismo, el equipo cuenta con la posibilidad de emplear dos unidades externas de luz artificial, de lámpara halógena o de LED's, para controlar la cantidad de PPFD que incide sobre la hoja, en un rango entre 0 y $2000 \mu\text{mol de fotones m}^{-2}\text{s}^{-1}$. La unidad que utiliza lámpara halógena de tungsteno (blanca incandescente) ofrece excelente distribución espectral en el rango de PPFD, pero requiere el empleo de una batería de 12 V complementaria para suministrar suficiente energía para controlar la intensidad de radiación y el ventilador que enfría el dispositivo. En tanto, la unidad lumínica en base a lámparas LED presenta menor consumo de energía, por lo cual puede alimentarse en base a las baterías internas del equipo, pero no consigue generar tan buena distribución espectral. Los picos de radiación estarían centrados en 665 nm y 470 nm, para longitudes de onda en rojo y azul respectivamente, con un error próximo al 10%. También, permite trabajar con LED's independientemente si se dispone del Módulo para Fluorescencia de Clorofila (CFM, por sus siglas en inglés) propio, que emplea la técnica de fluorescencia modulada para obtener parámetros de fluorescencia.

Humedad: el equipo CIRAS 2 puede trabajar tanto con un porcentaje de la humedad relativa del ambiente como con un valor fijo controlado, o incluso con un determinado déficit de presión de vapor entre la hoja (considerada saturada) y la cámara. Para lograr distintas concentraciones de vapor de H_2O en el aire que ingresa en la cámara, el equipo modifica el flujo de aire a través de las columnas con absorbentes. Este flujo puede variar entre 100 y 500 mL min^{-1} , si bien normalmente se trabaja a alrededor de 200 mL min^{-1}

Temperatura: el CIRAS 2 permite controlar la temperatura del aire que circula por la cámara en hasta 8 °C por debajo de la del ambiente, y hasta un valor máximo de 40 °C. El control de la temperatura se realiza con componentes integrales de la propia cámara, constituidos por dos elementos Peltier; uno en la parte inferior de la hoja y otro en la superior. Las baterías internas del CIRAS 2 logran sólo un mínimo ajuste de la temperatura (variaciones no superiores a 2 °C respecto a la temperatura del ambiente), por lo que para un mayor control térmico, o ante aumentos muy pronunciados de la temperatura dentro de la cámara cuando se opera con radiación solar directa, es necesario alimentar la pinza de medición con una batería de 12 V externa, que puede ser de automóvil o de moto. Para trabajos en laboratorio, el equipo puede trabajar conectado directamente a la red eléctrica, para lo cual es necesario que al menos una batería esté colocada en el aparato al encenderlo.

Concentración de CO₂: en el control de la concentración de CO₂ del aire que ingresa en la cámara es posible seleccionar que el valor fijado se alcance de manera aproximada (más rápida) o exacta (± 2 ppm). El equipo elimina primero el CO₂ del aire que ingresa al sistema mediante el paso a través de columnas con absorbentes y luego inyecta la cantidad necesaria de CO₂ para alcanzar los valores deseados proceso son el Soda lime (mezcla sólida de hidróxidos de sodio y de calcio) y el tamiz molecular. El primero también cambia de color a medida que se consume (como el envirogel antes comentado), virando en este caso del verde al marrón, pero una vez exhausto no puede recuperarse y debe descartarse con mucha precaución. Cambiarlo cuando más de 2/3 del material presente en la columna haya virado de color.

El CIRAS-2 requiere un calentamiento previo al inicio de las mediciones de aproximadamente 10 minutos. Es recomendable asegurarse comenzar el trabajo con las baterías completamente cargadas, los químicos absorbente frescos y el cilindro de CO₂ con suficiente carga. El equipo permite la visualización simultánea, en pantalla a color y en tiempo real, de hasta 15 variables de medición y gráficos, en el entorno de Microsoft Windows®. El fabricante asegura que la pantalla del equipo ha sido optimizada para su uso a campo.

Consideraciones Iniciales

Previo a iniciar cualquier trabajo de medición, es necesario establecer en el programa los parámetros para la misma: a) el tipo de cámara que porta la pinza y el área foliar que abarca (se recomienda cubrir toda la superficie de la cámara, para evitar problemas en la determinación del área foliar (el usado fue de 2,5 cm²), b). El flujo de aire (se recomienda un valor de 200 mL min⁻¹, c) el tipo de luz en uso (ya sea ambiente o LED (al tratarse de curvas de respuesta se controlaron las condiciones de luz con luz LED), d) el tipo de control del vapor de H₂O (% del ambiental o valor fijo), e) el tipo de control del CO₂ (valor aproximado o exacto). En la pantalla del equipo se muestran los valores medidos y calculados en cada instante, así como los valores fijados por el usuario (La concentración del CO₂ en la cámara se fija a la más aproximada al ambiente, (380 ppm)).

Consideraciones después de encender el equipo:

Antes de comenzar a realizar las mediciones se hizo necesario asegurarse de que los valores fijados son alcanzados efectivamente y se logra la estabilidad de todos los valores medidos. Para esto se realizó el procedimiento de chequeo del sistema cuando se empieza un protocolo de medición nuevo sin hoja dentro de la cámara cerrada:

1. El voltaje de las baterías debe ser superior a 12 V.
2. La temperatura de la cámara debe ser cercana a la ambiental y la de la hoja debe diferir en más de 2 °C.
3. Se debe calibrar la lámpara y chequear el valor fijado de luz.
3. El diferencial de CO₂ (Cd) debe ser cercano a cero y estable (± 2 ppm). De no ser así, chequear las almohadillas de cierre de la cámara.
4. Para verificar el correcto funcionamiento y colocación de la capsula de CO₂ se fija el valor de CO₂ de referencia (Cr) en un valor de 1500 ppm. El valor final alcanzado debe estar situado alrededor de 30 ppm del valor establecido y debe ser estable (± 2 ppm).
5. Si no se alcanza dicho valor, reemplazar o conectar correctamente el cilindro de CO₂
6. Se fija el H₂O de referencia (Hr) en cero y el valor medido debe ser inferior a 0,1 mb y permanecer estable. Si no se llega al valor de referencia se debe cambiar el envirogel.

7. El diferencial de H₂O (Hd) debe ser cercano a cero y estable ($\pm 0,2$ mb).

- El flujo a tomar fue de 200 mL min⁻¹

Protocolos de Medición:

Las curvas de Luz se registraron para tempate, previo a las mediciones de tratamientos en cada campaña de medición para verificar que los sellos estén trabajando correctamente y tener un estimado de los valores máximos a alcanzar el día de medición. Para las Especies de eucalipto se realizaron mediciones *in situ* de un árbol representativo de la parcela efectiva de 49, con un control estricto de luz ya que las demás variables como CO₂ y condiciones eran de carácter variable; la hoja seleccionada siempre fue la tercera del ápice hacia abajo, cuidando una exposición solar directa.. Los detalles del tratamiento de medición se señalan a continuación:

- CO₂ a 370 ppm ($\mu\text{mol (CO}_2\text{) mol (air)}^{-1}$) promedio, con control de CO₂ ambiental.
- "Photon flux density" (PFD) de 0 a 2000 $\mu\text{mol (quanta) m}^{-2} \text{ s}^{-1}$, en intervalos de 100 $\mu\text{mol (quanta) m}^{-2} \text{ s}^{-1}$.
- Humedad Relativa (RH) en el rango de 46 a 70%. El promedio fue de $\pm$
- El flujo a tomar será de 160 mL min⁻¹ en promedio, debido a variación ambiental

Las mediciones en series de tiempo para el tempate se basaron en las respuestas asimilación de CO₂ por saturación de Luz que se fijó en base a la literatura inicialmente (Yong *et al.* 2010) y en base a las curvas de Luz, donde el control de PAR (Photosynthetic Active Radiation/Radiación fotosintéticamente activa por sus siglas en Inglés en $\mu\text{mol(quanta) m}^{-2} \text{ s}^{-1}$) se fijó a un valor máximo que estimulaba la máxima asimilación de la especie; la campaña de medición abarco tres fechas durante el 2013 y se midieron todos los individuos efectivos citados en el diseño experimental (4 individuos por tratamiento por bloque. A continuación se presentan los parámetros de medición:

- CO₂ a partir de 380 ppm ($\mu\text{mol (CO}_2\text{) mol (air)}^{-1}$) aproximadamente, ya que se dejó el control de CO₂ ambiental.
- "Photon flux density" (PFD) de 1800 $\mu\text{mol (quanta) m}^{-2} \text{ s}^{-1}$,
- Humedad Relativa (RH) en el rango de 46 a 70%.

PAQUETES ESTADÍSTICOS

El análisis de los datos se realizó en el paquete estadísticos de InfoStat® y STATISTICA 9.1®, en los cuales se desarrolló un análisis de varianza de dos vías (ANDEVA) para valorar los efectos de los factores: tiempo, tratamiento y bloque en la asimilación de CO₂ en *J. curcas* y los factores que mostraron significancia se les aplicó la prueba de Tukey; posterior a ello se desarrolló un análisis de correlación entre los parámetros conductividad estomática (Gs), tasa neta de fotosíntesis (Pn) y conductividad sub estomática de CO₂ (CI), todo esto se desarrolló con una significancia de 0,05.

RESULTADOS Y DISCUSIÓN

DETERMINACIÓN, A TRAVÉS DE CURVAS DE LUZ DE LA ASÍNTOTA MÁXIMA DE ASIMILACIÓN DE CO₂ BAJO CONDICIONES DE CAMPO.

En la Figura 1 se presenta las curvas de asimilación de CO₂ en función de la hora (1a) y del PAR (1b) de plantas del Tempate. El comportamiento de la asimilación en función de ambas variables mostró la misma tendencia la cual fue de crecimiento exponencial inicial (conforme el tiempo u PAR aumentó la asimilación tendió a crecer exponencialmente). Inicialmente la asimilación mostró valores inferiores a 0 (en la hora 9:02 AM con un PAR de 0) pero sin diferencias significativas; posterior a ello iniciaron a aumentar los valores de asimilación los cuales no mostraron diferencias significativas entre las 9:02 y 9:04 am (de 0 a 300 PAR); las diferencias significativas en las curvas de asimilación se iniciaron a dar 9:05 am (a partir de 400 PAR) formando dos agrupaciones: la primera conformada por el tratamiento 3 y 4 (Sustrato normalmente utilizado en el vivero combinado con granza de arroz y la combinación del 50% del compostaje anteriormente mencionado con 50% de lombri-compost, respectivamente) y un segundo grupo formado por el tratamiento 2 y 1 (sustrato en condiciones degradadas y de un suelo ultisol, respectivamente) el cual mostro valores de asimilación significativamente menores al grupo anterior; seguidamente en la medición de las 9:09 AM (PAR 900) se da diferencias significativas en la asimilación del tratamiento 2 con el 1 (siendo este último el que mostró

valores de asimilación significativamente menores), mientras la primera agrupación se mantuvo sin diferencias significativas en la asimilación hasta los 2000 PAR, la cual posterior a los 1800 PAR se tendió a estabilizar (con una asimilación media de $21,5 \mu\text{mol m}^2 \text{s}^{-1}$ en el tratamiento 3 y de $20,9 \mu\text{mol m}^2 \text{s}^{-1}$ en el tratamiento 4); mientras las plantas de tratamiento 2 se iniciaron a estabilizar a los 1000 PAR con una asimilación media de $16,3 \mu\text{mol m}^2 \text{s}^{-1}$ y finalmente el tratamiento 1 tendió a estabilizarse a los 1000 PAR con una asimilación de $13 \mu\text{mol m}^2 \text{s}^{-1}$.

El equipo CIRAS 2, presenta la ventaja que puede programarse para generar curvas de asimilación, las

cuales permiten generar interpretaciones de la asimilación del CO_2 en tiempo real, con una interface en pantalla LCD integrada, además, su software permite la graduación en tiempo de niveles de luz a usar entre mediciones, facilitando a usuario su manejo. Otro aspecto a destacar del CIRAS 2 es que permite obtener mediante el control de parámetros ambientales (los niveles de luz PAR, ppm de CO_2), información de variables como la concentración interna de CO_2 (ppm), tasa de transpiración ($\text{mmol m}^2 \text{m}^{-1}$), conductividad estomática ($\text{mmol m}^2 \text{m}^{-1}$), tasa neta fotosintética ($\mu\text{mol m}^2 \text{m}^{-1}$) y el déficit de presión de vapor (mb), los cuales se pueden ver en tiempo real durante las mediciones en la interfaz de usuario.

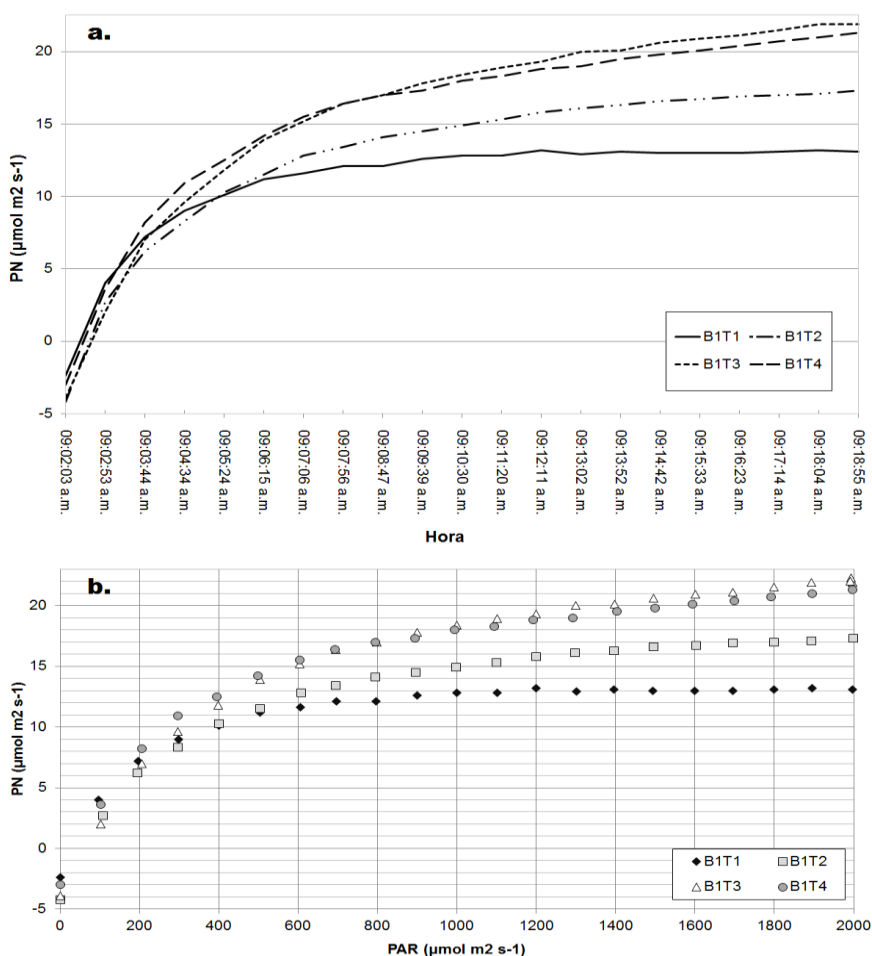


Figura 1. Curvas de luz para *J. curcas* bajo mismas condiciones ambientales pero con variación del suelo utilizado (a) y en función del PAR (b)

INTERCAMBIO GASEOSO.

Los datos obtenidos de conductividad estomática (Gs), tasa neta de fotosíntesis (Pn) y concentración interna de CO₂ (Ci), fueron analizados mediante un ANDEVA (Cuadro 1); donde se presentaron diferencias significativas de mes a mes en los tres parámetros, pero sin diferencias entre bloques o tratamientos. Este comportamiento permitió valorar la correlación entre las variables por periodo (Cuadro 2); fijando mediante un sistema de capsulas de CO₂ el parámetro a un nivel constante de aproximadamente 380 ppm, y un nivel fijo de luz PAR (de 1800 a 2000) la cual no se varió de -0,23 a 0,74. En general se encontró que la relación del Ci con Pn tiende a ser inversamente proporcional (conforme el Ci aumentó el Pn disminuyó) con una confiabilidad que osciló del 18 al 23%, en cambio el Gs con Ci tendió en los tres meses a tener una correlación muy baja entre ambas variables, por otro lado el Pn con Gs generó los niveles de correlación mayores (0,8 a 0,52) las cuales mostraron que conforme el Gs aumentó el Pn también mostró aumento en su valor.

Cuadro 1. Valores de Fishel (F) de la Tasa neta de fotosíntesis (Pn) y conductividad sub estomática de CO₂ (Ci) con las plantas de J. curcas evaluadas con cuatro sustratos.

Variable	Parámetro		
	Pn	Gs	Ci
Mes	15,18*	18,03*	42,56*
Bloque	0,79ns	1,02ns	5,54ns
Tratamiento	0,85ns	0,15ns	3,85ns
mes*tratamiento	0,80ns	1,33ns	0,51ns

En este tipo de valoraciones en campo, usando el CIRAS 2 tiene la ventaja de permitir observar en su interfaz toda la información, sin embargo en la representación gráfica de información el equipo presenta limitaciones, esto se debe a que el máximo de gráficos visibles en pantalla son 4 a pesar de que el equipo puede generar 15 parámetros simultáneamente (almacenándolos todos). De la misma manera funciona el almacenamiento de información, en donde CIRAS 2 si bien reporta datos en tiempo real, utilizándolo en modo automático (en el cual el PAR y CO₂ en cámara se regulan a constante) el mínimo periodo entre mediciones es de 45 segundos, lo cual en muchos casos evita u omite datos o variaciones en los datos obtenidos.

Cuadro 2. Análisis de correlación de las variables de conductividad estomática (Gs), Tasa neta de fotosíntesis (Pn) y conductividad sub-estomática de CO₂ (Ci) en función de la combinación de mes y tratamiento

Mes/ Parámetro		Octubre			Noviembre			Diciembre		
		Ci	Gs	Pn	Ci	Gs	Pn	Ci	Gs	Pn
Octubre	<i>Ci</i>	1	0,82	0,44						
	<i>Gs</i>	0,05	1	2,40E-05						
	<i>Pn</i>	-0,18	0,8	1						
Noviembre	<i>Ci</i>				1	1,90E-04	0,32			
	<i>Gs</i>				0,74	1	0,01			
	<i>Pn</i>				-0,23	0,57	1			
Diciembre	<i>Ci</i>							1	0,82	0,44
	<i>Gs</i>							0,05	1	2,40E-05
	<i>Pn</i>							-0,18	0,8	1

El Tempate tiene sus zonas óptimas de desarrollo dentro de temperaturas medias entre los 20 y 28°C; resistiendo en climas tropicales puede resistir hasta 35°C en siembra totalmente expuesta al sol, las precipitaciones ideales van de los 250 a los 600 mm anuales y es tolerante a periodos de sequía. El tempate usualmente se desarrolla en suelos áridos y semiárido y es altamente susceptible a inundaciones, en sistemas de producción comercial requiere de suelos profundos, bien estructurados y con buen drenaje, para que el sistema radicular pueda desarrollarse y logre satisfacer las necesidades nutricionales (Loaiza et al. 2012). El ensayo utilizó un riego constante por lo que no se considera un factor de influencia en resultados; aun así al notarse diferencias significativas entre meses podemos concluir que los niveles de transpiración, reflejados por Gs, demuestran una influencia en el cambio de temperatura y humedad relativa en el tiempo, que consecuentemente afectan los niveles de Ci y Pn.

REFERENCIAS

- [1] Barala, A.; Guha, G.S. 2004. Trees for carbon sequestration or fossil fuel substitution: the issue of cost vs. carbon benefit. *Biomass and Bioenergy* 27 (2004) 41 – 55.
- [2] Hinchey M, Rottmann W, Mullinax L, Zhang C, Chang S, Cunningham M, Pearson L, Nehra N. 2009. Short-rotation woody crops for bioenergy and biofuels applications. In *Vitro Cellular and Developmental Biology – Plant* 45: 619–629
- [3] Downie, A.; Lau, D.; Cowie, A.; Munroe, P. 2014. Approaches to greenhouse gas accounting methods for biomass carbon. *Biomass and Bioenergy* 60 (2014) 18–31.
- [4] Ediciones INTA. 2010. Técnicas en medición en ecofisiología vegetal: conceptos y T22 procedimientos / editores: María Elena Fernández, Javier E. Gyenge. – Buenos Aires. 140 p. ISBN N° 978-987-1623-76-1.
- [5] Loaiza Cárdenas, J; Arnáez Serrano, E; Moreira González, I; Herrera Murillo, F; Ureña Padilla, A; Hernández López, J. 2012. Guía técnica para el establecimiento y producción de *Jatropha curcas* (tempate) en Costa Rica. Cartago, CR, Editorial Tecnológica de Costa Rica. 92 p.
- [6] Long SP, Ainsworth EA, Rogers A, Ort DR. 2004. Rising atmospheric carbon dioxide: plants FACE future. *Ann Rev Plant Biol*; 55(1):591–628.
- [7] Luque, R.; Lovett, J.C.; Datta, B.; Clancy, J.; Campelo, J.M.; Romero, A.A. 2010. Biodiesel as feasible petrol fuel replacement: a multidisciplinary overview. *Energy & Environmental Science*. DOI: 10.1039/c0ee00085j.
- [8] Morison J. 1998. Stomatal response to increased CO₂ concentration. *J Exp Bot*; 49(9):443–52.
- [9] Ohashi Y, Nakayama N, Saneoka H, Fujita K. 2006. Effects of drought stress on photosynthetic gas exchange, chlorophyll fluorescence and stem diameter of soybean plants. *Plant Biol*; 50(1):138–41.
- [10] Palmera, M.M.; Forrester, J.A.; Rothstein, D.E.; Mladenoff, D.J. 2014. Establishment phase greenhouse gas emissions in short rotation woody biomass plantations in the Northern Lake States, USA. *Biomass and Bioenergy* 62 26–36.
- [11] Popp, J.; Lakner, Z.; Harangi-Rákos, M.; Fári, M. 2014. The effect of bioenergy expansion: Food, energy, and environment 2014. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 32 (2014) 559–578. <http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2014.01.056>.
- [12] PP Systems (2004) CIRAS-2. Portable Photosynthesis System Operator's Manual. Version 2.02. PP Systems, Amesbury, Massachusetts, EEUU. PP Systems (2005) Product catalog. PP Systems, Amesbury, Massachusetts, EEUU.
- [13] REN21. Renewables 2013 Global Status Report. Paris: REN21 Secretariat; 2013. p. 177. ISBN 978-3-9815934-0-2.
- [14] Singh, N.B.; Kumar, A.; Rai, S. 2014. Potential production of bioenergy from biomass in an Indian perspective. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 39 (2014) 65–78
- [15] Wullschlegel SD, Tschaplinski TJ, Norby RJ. 2002. Plant water relations at elevated CO₂ implications for water-limited environments. *Plant Cell Environ*; 25(2):319–31.

CONTROL DE COHERENCIA INDUCIDA POR RUIDO EN UN SISTEMA ELECTROQUIMICO USANDO UN MODELO RED NEURONAL FILTRO KALMAN ASISTIDO

Mario Calderón Ramírez
ramiro@iqcelaya.itc.mx
Elizeth Ramírez Álvarez
Punnit Parmanandac
Ramiro Rico Martínez

Departamento de Ing. Química, Instituto Tecnológico de Celaya; Guanajuato, México.

RESUMEN

Algunos sistemas electroquímicos presentan comportamientos no lineales excitables complejos, que pueden ser inducidos con la adición de una señal con voltaje de variación aleatoria y presentar comportamientos coherentes, se emplea un sistema electroquímico $\text{H}_2\text{SO}_4 - \text{Fe}$, en donde la amplitud del ruido funciona como variable de control con el objetivo de obtener una respuesta estadística uniforme, para lograr esto se propone una nueva estrategia que integra la capacidad inteligente de las Redes Neuronales (RNA) y el efecto de modulación del Filtro de Kalman (FK). Se emplea una arquitectura (RNA) retroalimentada como modelo de referencia y FK como técnica adaptativa. El objetivo del control busca el mínimo de Varianza Normalizada logrando mantener la amplitud en la región de máxima coherencia, esta estrategia permite la tolerancia a las variaciones provocadas por el socavamiento del electrodo de trabajo, efecto denominado Drift. Esta técnica demuestra que la influencia del ruido en el sistema puede ser predicho en una corta ventana de disparos de señal y que puede indicar la dirección que debe tener la amplitud de ruido en la búsqueda de la Máxima Resonancia Coherente.

INTRODUCCIÓN

Un sistema excitable posee la cualidad de permanecer en estado de reposo estable (punto de equilibrio) cerca de un umbral de ciclo límite, en el cual si es perturbado desencadena saltos de señal y si esta misma señal

presenta la máxima característica de uniformidad se considera que el sistema está en resonancia coherente [1]. Este fenómeno ha demostrado el efecto positivo que puede tener el ruido en los sistemas complejos, por ejemplo, el ruido puede maximizar la productividad en reactores químicos, donde el ruido cambia en un comportamiento resonante, incrementando el rendimiento [2]. Las perturbaciones en los sistemas biológicos producen efectos genéticos de oscilación en funciones celulares incrementando la robustez de los sistemas ante el ruido [3]. Los ciclos oscilantes circadianos conducidos por ruido muestran que la resonancia coherente provocada por ruido interno puede ser incrementada por la modulación de la intensidad de ruido externo y a su vez el ruido externo afecta la respuesta interna provocando coherencia [4]. La aparición de coherencia inducida por el ruido en ecosistemas, provoca el surgimiento de la vegetación en los mantos freáticos dependiendo de la intensidad de conductores climáticos estocásticos externos [5].

Los modelos de referencia de RNA para sistemas no lineales fueron propuestos para un algoritmo retroalimentado y predictivo en el anti-control del caos, utilizados previamente con éxito, en sistemas invariante [6], en el caso de otros sistemas donde existe una propagación del error inherente del sistema la red no podía autocorregirse sin perder robustez, como es el caso de las redes adaptativas, para sortear esta situación se desarrolló una metodología basada en un observador del error propagado como el FK que sirviera para

adaptarse al error generado en el sistema, este modelo predictivo acoplado permite hacer correcciones del modelo y se probó en un modelo de electrodisolución de metal en una celda electroquímica dando buenos resultados teóricos [7]. Esta metodología fue probada posteriormente en un modelo de campo medio con simulaciones Monte Carlo para el proceso de oxidación catalítica para la detección de bifurcaciones, este trabajo mostró que este RNA-FK era capaz de reducir el error del modelo cualitativo utilizado [8]. Para la prueba experimental de que esta metodología era funcional, se empleó un sistema electroquímico H_3PO_4 - Cu a baja temperatura, donde se logra promover la aparición de caos, desestabilizando las orbitas de periodo dos de donde se inició el experimento [9].

Este modelo mostró la suficiente robustez para la búsqueda experimental de bifurcaciones, utilizando el sistema experimental mencionado anteriormente, se hizo una búsqueda del periodo dos partiendo del periodo uno, usando un control de horizonte, empleando el observador FK como corrector del modelo y al minimizar la función de costo buscar la trayectoria en la detección de la bifurcación, el modelo asistido muestra buenas cualidades en la corrección de errores en línea, logrando mejorar significativamente la localización de la bifurcación, aún con la presencia de arrastre y ruido experimental en el sistema [10]. Esta metodología toma en cuenta la naturaleza no lineal de los procesos inherentes y corrige las trayectoria del sistema con perturbaciones, así se busca comprobar si conserva su capacidad predictiva - correctiva en sistemas excitables, entonces la metodología fue probada en la búsqueda de la resonancia coherente de un sistema inducido por perturbaciones, el modelo clásico FitzHugNagumo presenta estas características y fue empleado para la verificación teórica de esta técnica, los resultados teóricos mostraron que el sistema es predicho y corregido aún en un sistema de ruido variable inyectado para el control, concluyendo que el modelo se corrige en línea en un rango estadístico adecuado, y que se puede lograr la obtención de la amplitud necesaria para alcanzar la coherencia estadística usando modelo predictivo-correctivo [11]

Se busca comprobar que la RNA-FK es una herramienta predictiva en la búsqueda de coherencia en sistemas experimentales modulados por Ruido, para corroborar

esto se utiliza un sistema electroquímico H_2SO_4 - Fe que presenta una bifurcación homoclínica la cual permite la aparición de la resonancia coherente, y que ya se ha investigado su fenomenología [12].

METODOLOGÍA

El sistema experimental consta de una celda electroquímica de tres electrodos, usando un potenciostato PAR 263 para estudiar la electrodisolución potenciostática del Hierro en una mezcla de sulfato de potasio y ácido sulfúrico. El ánodo está hecho de un cilindro de hierro al 99.9% de Aldrich, de 4 mm de diámetro rodeado por epoxica aislante eléctrico y resistente a la corrosión del ácido. La solución electrolítica es una mezcla de 1.0 M de ácido sulfúrico y 0.4 M de sulfato de potasio, en un volumen constante de 150 ml de un Kit analítico de Princeton Applied Research y como cátodo un cilindro de grafito al 99.9% de Aldrich de 5 mm de diámetro, este sistema ya ha sido estudiado previamente [12], con el esquema experimental mostrado en la Figura 1. El potencial anódico se midió relativo a un electrodo saturado Calomel como electrodo de referencia.

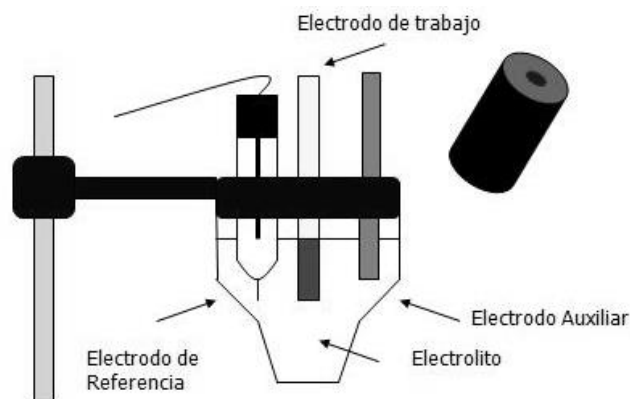


Figura 1. Esquema del sistema electroquímico usado en el experimento.

Como parámetro de control se utilizó una señal de voltaje externo de ruido blanco Gaussiano, el ruido externo se generó con otra computadora y se le añade al potenciostato sobreimpuesto al voltaje anódico fijo de 450 mV, la salida se transformó a una señal analógica a través de una tarjeta USB-3101 de Measurement Computing a una amplitud variable con una frecuencia

de aproximada de 1.8 Hz. Las oscilaciones en la corriente anódica se capturaron con una tarjeta USB-1608fs de 16 bits a una frecuencia de 10 Hz. Se utilizó una interfaz Labview 2012 para el sistema de control con los applets necesarios para el funcionamiento de las tarjetas y las rutinas principales de RNA-FK fueron codificadas en FORTRAN y acopladas como librerías dinámicas, esta conformación mostró ser la más rápida al hacer el procesamiento de la señal.

Antes de realizar el control se estudió el comportamiento autónomo del sistema cambiando el voltaje anódico como parámetro de bifurcación y realizando un mapeo de la corriente observada, mientras que otros parámetros como la concentración de electrolito y la temperatura se mantenían sin variación significativa, para este escaneo se utilizó el Labview conectado al potencióstato a través de una tarjeta IEEE-488.2M GPIB de National Instruments con rutinas elaboradas directamente desde las instrucciones GPIB para el control del equipo, la interfaz permite la comunicación y control del equipo sin la necesidad de programas adicionales.

Se utiliza una RNA de alimentación hacia adelante, de cuatro capas de forma regular, con 20 neuronas con señal de activación sigmoidea en las capas ocultas, seis neuronas en la capa de entrada, tres para las distancias entre picos previas y las demás para sus alturas respectivas, con una neurona de salida que represente el valor de la derivada de la varianza normalizada. Para entrenar la red se tomaron 20 datos en un escaneo donde se encuentra el punto de máxima coherencia entre 210 mV y 240 mV en intervalos de 25 mV, con un total de 299 datos, se eligió de esta forma porque se observó que con intervalos muy pequeños no existía una variación significativa en la aparición de los disparos de señal, el método de minimización usado fue gradiente conjugado y 100 ciclos, en la primera parte de la minimización y posteriormente se utilizó Levenberg-Marquardt en la última etapa de la minimización, y el entrenamiento se detuvo cuando los datos de predicción del error no incluidos en el entrenamiento dejaron de disminuir.

El FK permite hacer estimaciones estadísticas en mediciones ruidosas, se considera un filtro óptimo en el sentido de que busca minimizar las covarianzas del error, este filtro actúa de forma lineal y tiene un

componente de corrección basado en el resultado experimental. El uso de esta herramienta como sistema adaptivo consiste en una modificación donde la RNA tomará la no linealidad del sistema y se corregirá el modelo basado en su predicción más cercana al experimento, de esta forma el modelo se autocorregirá sin perder generalidad.

La primera predicción de la red del sistema se realiza en un estado previo $\hat{x}_{k-1}$ y se obtiene el estado del modelo anterior $\hat{x}_k$ se realiza otra predicción de la red pero en el estado actual $\hat{z}_{k-1}$ y se obtiene el estado del modelo actual $\hat{z}_k$ en esta metodología la no linealidad se introduce en la porción correctiva del filtro al usar la estimación de la corrección actual, ya que el error que se emplea para Kalman está tomado del error de las predicciones de la RNA, y estas diferencias se emplean para corregir la predicción futura, luego se aplica el FK discreto tradicional y se van obteniendo las matrices de la ganancia de Kalman K_k y las matrices de covarianzas P_k y con esto se obtiene el estado estadísticamente correcto del sistema $\bar{x}_k$ las ecuaciones 1 a 6 muestran el procedimiento de esta metodología, pero se puede obtener información detallada en otro lugar [9,10].

$$\hat{x}_k = f_{RNA}(\hat{x}_{k-1}, V) \quad (1)$$

$$\hat{z}_k = f_{RNA}(\hat{z}_{k-1}, V) \quad (2)$$

$$P_k^* = A P_{k-1} A^T + Q \quad (3)$$

$$K_k = P_k^* (P_k^* + R)^{-1} \quad (4)$$

$$\bar{x}_k = \hat{x}_k + K_k (z_k - \hat{x}_k) \quad (5)$$

$$P_k = (1 - K_k) P_k^* \quad (6)$$

En este caso se va almacenando el efecto de las proyecciones de la red en la ganancia de Kalman y en las matrices de covarianza, la matriz A muestra la linealización del predictor de la RNA, evaluada en el estado previo, el término Q y R son las constantes de

covarianza que indican si hay un mayor error en la predicción anterior o actual respectivamente.

En la modificación actual el estado estadísticamente corregido se refiere a la derivada de la varianza normalizada que me permitirá capturar toda la información de la coherencia del sistema y de esta forma determinar la trayectoria que se debe seguir para la búsqueda de la coherencia, en el caso que el valor sea negativo el seguimiento debe ser hacia adelante, dado que se encontrará en una amplitud de ruido previa a la coherencia, en el caso contrario de ser positivo el seguimiento es hacia atrás, dado que se encuentra

posterior a la coherencia, proporcional a la inclinación que proporcione la derivada, con esta metodología se espera que el control oscile en la región cercana a la máxima resonancia coherente, en el algoritmo en la medida que se vaya acercando a la región el factor de desplazamiento irá disminuyendo hasta llegar a un valor constante, este control es un control de seguimiento simple, pero la RNA-FK brinda una identificación de las características del sistema muy completa que puede implementar un control sin compensadores ni de búsqueda compleja, la figura 2 proporciona un diagrama generalizado de la aplicación del control.

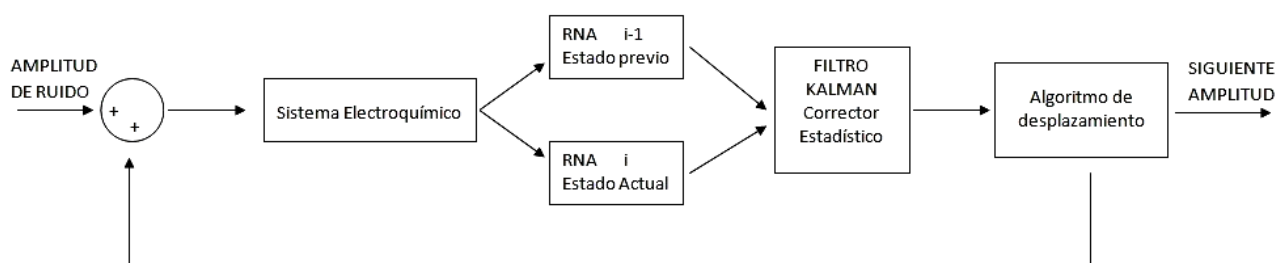


Figura 2. Diagrama del control utilizando la metodología RNA-FK

RESULTADOS

La bifurcación experimental del sistema de ácido sulfúrico y Hierro fue construida con el voltaje anódico como parámetro variable como se muestra en la figura 3, este sistema presenta la estructura de bifurcación clásica de este tipo de sistemas, y se considera que es un sistema robusto y reproducible [12], presenta dos tipos de dinámicas, dependiendo de hacia donde sea el escaneo de voltaje, si es de menor hacia el mayor no se presentan oscilaciones y se observa un cambio de corriente abrupto, si el sistema va de mayor voltaje a menor se presentan oscilaciones de periodo 1 surgiendo de la bifurcación en 265 mV y aumentando las oscilaciones hasta su desaparición.

Para cuantificar la presencia de la bifurcación resultante en el surgimiento del punto fijo, se analiza el incremento de la frecuencia de las oscilaciones como función del voltaje anódico, Al ir aumentando el valor de la frecuencia se muestra la cercanía a una bifurcación homoclínica. En la figura 4 se observa este efecto, donde la serie de tiempo disminuye su frecuencia en la medida que va disminuyendo el voltaje, y la gráfica donde se indica que las oscilaciones parecen hacerse más lentas hasta que desaparecen en la bifurcación homoclínica. A potenciales menores de 230 mV se puede encontrar un punto fijo y ligeramente abajo de 265 mV se puede encontrar una dinámica excitable de punto fijo, indicando donde comprende la bifurcación.

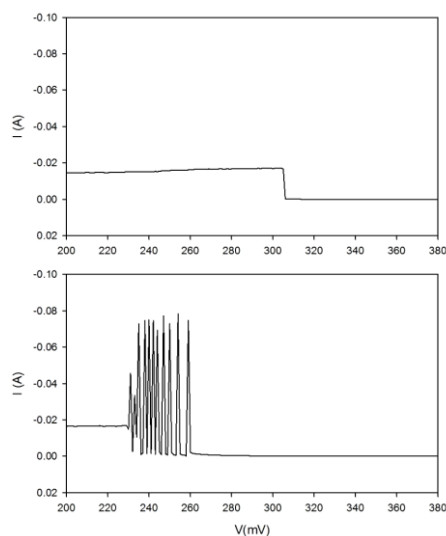


Figura 3. Bifurcación experimental del sistema $H_2SO_4 - Fe$

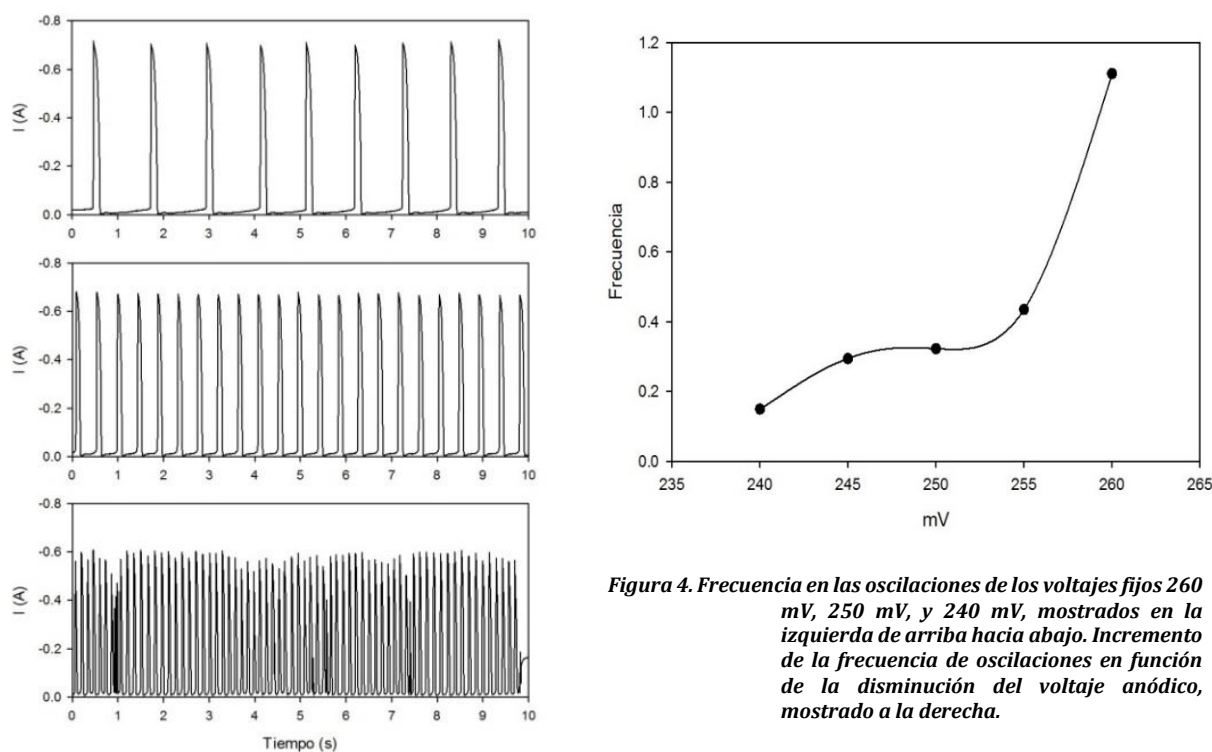


Figura 4. Frecuencia en las oscilaciones de los voltajes fijos 260 mV, 250 mV, y 240 mV, mostrados en la izquierda de arriba hacia abajo. Incremento de la frecuencia de oscilaciones en función de la disminución del voltaje anódico, mostrado a la derecha.

Se añadió una señal ruidosa desde 450 mV como voltaje fijo y se observó cómo fue el efecto del disparo de las señales, para la coherencia es necesario saber las distancias entre picos y sacar su relación estadística de variación, en la figura 5 se calculó la relación normalizada entre una distancia anterior y posterior de los picos de los datos experimentales recolectados, donde t representa la distancia entre picos, en los

diferentes amplitudes de ruido se puede observar que existe una amplitud de ruido que se acerca más hacia cero, con una menor dispersión, esta característica señala que en la vecindad de la amplitud 0.22 existe la mayor coherencia de señal, porque está menos disperso, los puntos están más cercanos al punto nulo (atractor nulo) y los puntos se superponen, además que las secuencias se repiten.

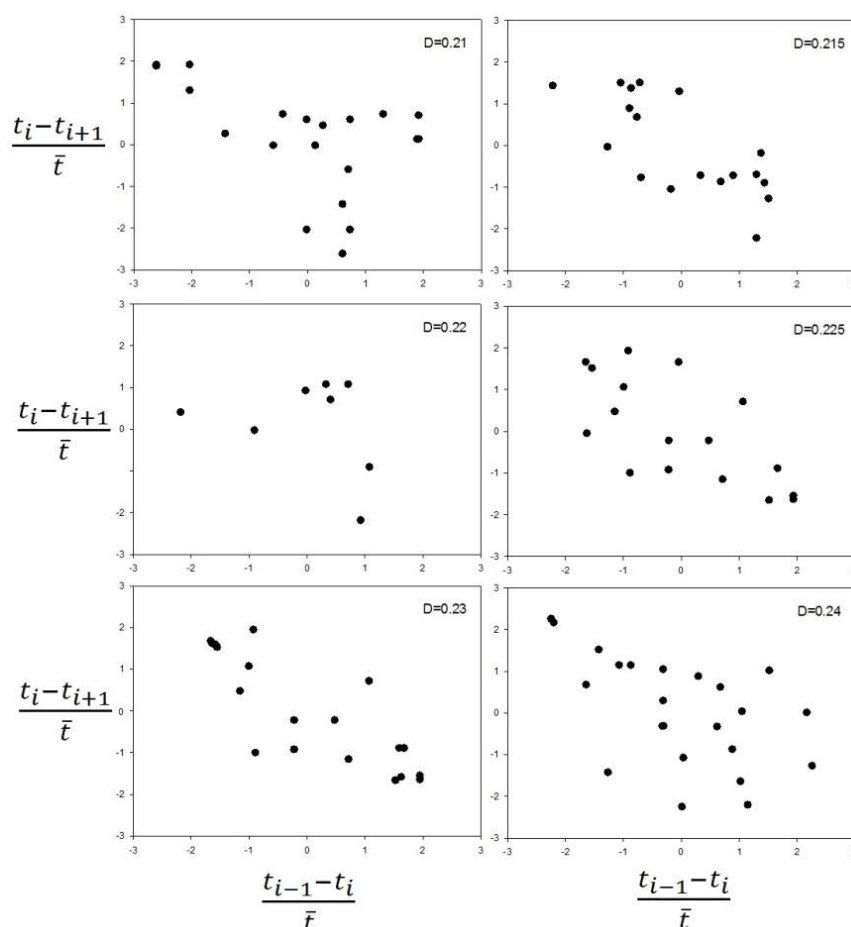


Figura 5. Mapa de distancias entre picos normalizado de la señal ruidosa a diferentes amplitudes de ruido.

La varianza normalizada se utiliza para cuantificar la inducción de regularidad, definida como la raíz de la varianza entre el promedio de la distancia de picos [13], mientras menor sea el valor, más regular se encuentra la señal, en la figura 6 se muestra la varianza normalizada en función de la amplitud del ruido, se puede ver que el mínimo está en la vecindad de la amplitud 0.2175, esto corresponde con la relación de plano fase presentado anteriormente, esto concluye que el nivel de ruido que induce la coherencia debe estar en las cercanías de 0.22, y el controlador debe funcionar en la variación de la amplitud de ruido en la búsqueda de esta amplitud de ruido.

El control fue desarrollado con la metodología RNA-FK y muestra el seguimiento en base a cada etapa de aplicación hacia un valor de amplitud de ruido de 0.217 donde se encuentra la mayor coherencia del sistema, el control muestra un acelerado descenso debido a que la pendiente calculada en las primeras etapas tienen valores muy altos y el sobrepaso es muy marcado por lo

mismo, pero en la medida que se acerca al valor óptimo se estabiliza, este control toma una pequeña sección de información experimental para dar una idea completa del sistema y en base a su comportamiento hace la búsqueda de la coherencia.

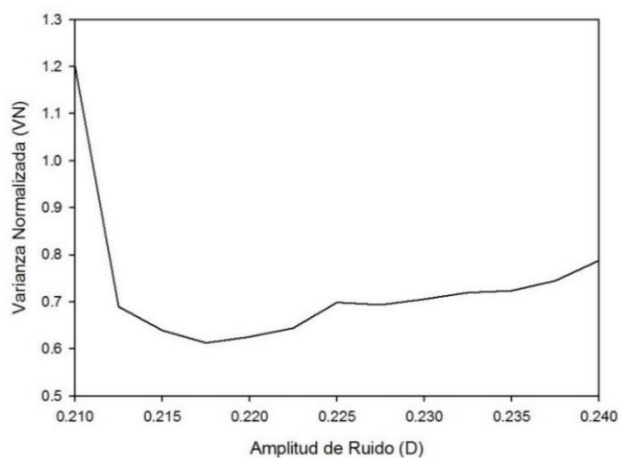


Figura 6. Gráfica de la varianza normalizada experimental

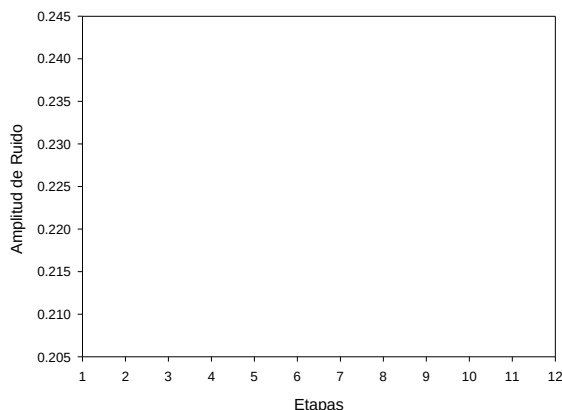


Figura 7 Efecto del control y seguimiento de la VN hacia la amplitud de máxima coherencia

DISCUSIÓN

La estrategia común de control de coherencia consiste en reciclar el ruido superponiéndolo a la fuente primaria de ruido con un segundo componente de retraso constante, haciendo un control de retraso en la región debajo del umbral de la bifurcación, con una señal fija de ruido el sistema muestra periodicidad y se obtiene un nivel óptimo de ruido [14], hay estrategias que usan la misma idea de retraso pero cambian el parámetro de control modulando el efecto del ruido con perturbaciones determinísticas, una señal conocida añadida a la señal de ruido [15].

En este estudio se presenta un control inteligente que puede predecir el efecto que tendrá el ruido en un sistema, esta forma de abordar es viable por la metodología de la RNA y el FK que permiten una adaptación de la predicción del modelo en base al error que va surgiendo en la medida que el experimento se va desenvolviendo.

Se presentan la presencia de las bifurcaciones, el mapa de distancias entre picos y la varianza normalizada porque estas son los elementos que identifican al sistema, y para realizar un control predictivo es necesario comprender las características de nuestro sistema para poder realizar un modelo lo más preciso.

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

Se hizo un estudio de bifurcación experimental de un sistema electroquímico de $\text{H}_2\text{SO}_4\text{-Fe}$ el cual fue el caso de estudio de un control predictivo auto correctivo usando una red Neuronal adaptativa, este control se implementó para alcanzar la resonancia coherente y

probó que con poca información es posible completar un modelo estadístico complejo y ser corregido en línea, esta metodología es novedosa dado que usando el efecto del ruido en un sistema y modela su efecto, además es capaz de retroalimentar la información para ser usada en un controlador de seguimiento.

REFERENCIAS

- [1] Lindner, B., García-Ojalvo, J., Neiman, A. and Schimansky-Geier, L. "Effects of noise in excitable systems". *Physics Reports* No. 392, p. 321-424. 2004.
- [2] Liu, Z., Lai, Y. and Lopez, J.M. "Noise-induced enhancement of chemical reactions in nonlinear flows", *Chaos* Vol. 12, No. 2, p. 417-425, 2002
- [3] El-Samad, H., Khammash, M. "Coherence resonance: A mechanism for noise induced stable oscillations in gene regulatory Networks". *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision & Control*, San Diego, CA, USA., 2006.
- [4] YaJia, M.Y., Liu, Q., Li, J. and Zhu, C. "Enhancement of internal-noise coherence resonance by modulation of external noise in a circadian oscillator". *Physical Review E*, Vol. 73, 041923. 2006
- [5] Borgogno, F., D'Odorico, P., Laio, F. and Ridolfi, L. "Stochastic resonance and coherence resonance in groundwater-dependent plant ecosystems". *Journal of Theoretical Biology* No. 293, p. 65-73. 2012.
- [6] J. F. Louvier-Hernández, R. Rico-Martínez y P. Parmananda, Maintenance of transient chaos using a neural-network assisted feedback control, *Physical Review E*, Vol.65, 016203, 1-7, 2001.
- [7] A. Bernal-Osorio, "Anti-control del caos en un sistema electroquímico". Tesis de Maestría. Instituto Tecnológico de Celaya, Gto., México. Marzo, 2006
- [8] C. González-Figueredo, R. Rico-Martínez, Towards Bifurcation Detection in Kinetic Monte Carlo Simulations: Robust Identification with Artificial NeuralNetwork and Nonlinear Kalman, *Int. J. Chem. Reac. Eng.*, 2005.
- [9] Ramírez-Álvarez, E., Rico-Martínez, R. and Parmananda, P. "Chaos Induction Using a Reference Model Assisted Control". *J. Phys. Chem. A*, Vol. 114, pp. 12819-12824. 2010.
- [10] E. Ramírez-Álvarez, M. Calderón-Ramírez, R. Rico-Martínez, C. González-Figueredo, and P. Parmananda,

"Detecting Bifurcations in an Electrochemical Cell Employing an Assisted Reference Model Strategy", J. Phys. Chem. A, Vol. 117, No. 3, pp. 535–540, 2013.

[11] Calderón-Ramírez, M., Ramírez-Alvarez, E., Rico-Martínez, R., Optimumcoherenceresonancedetectionusinganassisted referencemodel, *AMIDIQ, XXXV Encuentro Nacional*. ID-880, Mayo, 2014.

[12] Escalera-Santos G.J., Rivera M., Eiswirth M., and Parmananda P. "Effects of noise near homoclinic bifurcation in an electrochemical system", *Physical Review E* 70, Vol. 70, 021103, 2004.

[13] Pikovsky, A.S., Kurths, J. "Coherence Resonance in a Noise-Driven Excitable System". *Physical Review Letters* Vol. 78, No. 5, p. 775-778. 1997.

[14] Ma, J., Hou, Z.H. and Xin, H.W. "Control coherence resonance by noise recycling", *Eur. Phys. J.B* 69, 101-107. 2009.

[15] Li, X.J., Yang, J.H. and Liu, X.B. "The coherence resonance in Van Der Pol system induced by noise recycling". *Fluctuation and Noise Letters*. Vol. 11, No. 2, 1250002. 2012

FUENTES LÁSER GENERADORAS DE SUPERCONTINUO CON APLICACIÓN EN INSTRUMENTACIÓN MÉDICA Y EXPERIMENTACIÓN CIENTÍFICA

Jaime Cascante Vindas
jcascante@eie.ucr.ac.cr
Antonio Díez
Miguel V. Andrés

Facultad de Ing. Eléctrica, Universidad de Costa Rica; San José, Costa Rica

RESUMEN

Este trabajo expone varias generaciones de supercontinuo obtenidas con fibras microestructuradas y dispositivos de fibra estrechada excitados con bombeos cuasicontínuos. Estos espectros forman parte de un compendio de múltiples configuraciones estudiadas y evaluadas por nuestro grupo de trabajo, y que podrían resultar muy útiles en microscopía multifotón, citometría de flujo, tomografía óptica coherente y espectroscopía de materiales transparentes. El uso de bombeos cuasicontínuos permite configuraciones de menor costo que las típicas con bombeos ultrarápidos. Este trabajo se limita a exponer algunos espectros que podrían resultar útiles en aplicaciones relacionadas con la instrumentación médica y la experimentación científica. Los prototipos para las aplicaciones específicas serán evaluados en próximas investigaciones.

Índice de términos--Dispositivos de fibra estrechada, fibra microestructurada, fibra óptica, láseres y supercontinuo.

I. NOMENCLATURA

ASE: emisión espontánea amplificada. DW: ondas dispersivas.

FLIM: microsc de tiempo de vida de imágenes fluorescentes.

FWM: mezcla de cuatro ondas.

IREL: diodo emisor de radiación infrarroja.

MI: inestabilidad de modulación.

MOF: fibra óptica microestructurada.

MSF: fibra microestructurada.

OCT: tomografía óptica coherente.

OMI: imagen óptica molecular. PCF: fibra de cristal fotónico.

SC: supercontinuo.

SCG: generación de supercontinuo.

SFSS: desplazamiento en frecuencia de solitón fundamental.

SHG: generación de la segunda armónica.

SRS: dispersión Raman estimulada.

UVLED: diodo emisor de radiación ultravioleta.

XPM: modulación de fase cruzada.

ZDW: longitud de onda de dispersión cero.

INTRODUCCIÓN

Cuando un pulso láser suficientemente intenso se propaga por un material transparente, la naturaleza no lineal del material se pone de manifiesto y es posible la generación de un conjunto de fenómenos no lineales que modifican las características temporales y espectrales del pulso. En concreto, si se dan las condiciones adecuadas, es posible que el pulso sufra un ensanchamiento espectral importante. Este fenómeno se conoce como generación de supercontinuo y ha sido estudiado desde los años 60

en diversos materiales no lineales debido a sus aplicaciones en medicina, biología, química, ingeniería y física [1].

Aunque la fenomenología que da lugar a la generación de supercontinuo (SCG) es algo compleja, la técnica para producirlo de forma experimental es en realidad muy simple, tal y como lo muestra la Figura 1. De acuerdo con ésta, los dos componentes fundamentales para producir SCG son: (1) un láser pulsado de alta potencia pico (o uno continuo de varios vatios de potencia promedio) que servirá como fuente de

bombeo, y (2) un medio no lineal transparente en el que se enfocará el haz láser y en el que ocurrirán múltiples fenómenos no lineales que darán lugar al ensanchamiento espectral de los pulsos de entrada. En la parte inferior de la figura, se ejemplifica con un caso experimental. Pulsos emitidos por un láser mode-locked de $\text{Ti:Al}_2\text{O}_3$ (Coherent MIRA 900) se hicieron propagar por 90 cm de una fibra óptica especial (fibra microestructurada tipo cobweb), obteniéndose a la salida una señal cuyo ancho espectral es proporcional a la intensidad de los pulsos inyectados en la fibra.

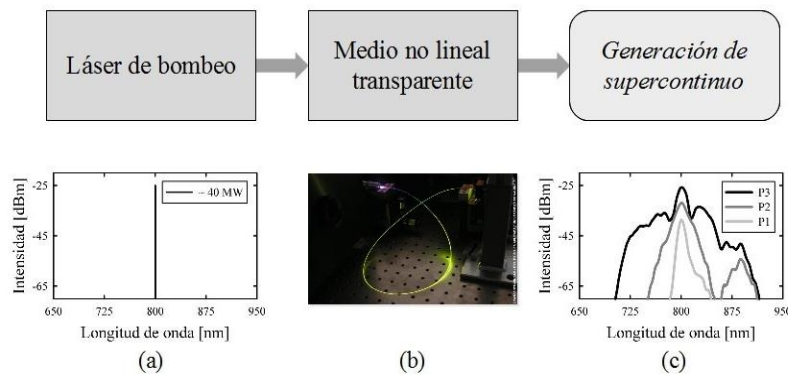


Figura 1. Bloques funcionales para la generación de supercontinuo (arriba) y un ejemplo experimental (abajo). (a) Muestra el espectro del láser de bombeo mode-locked $\text{Ti:Al}_2\text{O}_3$, (b) muestra la fibra microestructurada tipo cobweb irradiando y (c) los espectros obtenidos a la salida de la fibra para diferentes potencias de la señal de entrada.

La generación de supercontinuo ha sido un tema de constante investigación desde los años 70 [2], tanto desde el punto de vista teórico como experimental, de modo que los resultados han ido evolucionando de forma continua gracias a los avances en el desarrollo de nuevos láseres y a la fabricación de medios no lineales más eficientes. Actualmente, los medios no lineales más utilizados para generar supercontinuo son la fibra microestructurada y los dispositivos de fibra estrechada.

FIBRA MICROESTRUCTURADA

En los años 90, la investigación en este tema experimentó un impulso importante a partir de la fabricación de un nuevo tipo de fibra óptica denominada fibra microestructurada (MSF), fibra óptica microestructurada (MOF) o fibra de cristal fotónico (PCF) [3]. La Figura 2 compara una fibra óptica convencional con una fibra microestructurada. A diferencia de la fibra óptica convencional, la cual es

básicamente una fibra sólida de sílica con un núcleo ligeramente dopado, la fibra microestructurada consiste generalmente en un núcleo sólido de sílica, dopado o no, rodeado por una estructura ordenada de agujeros de aire, los cuales se extienden a lo largo de la fibra y que confinan los campos entorno al núcleo.

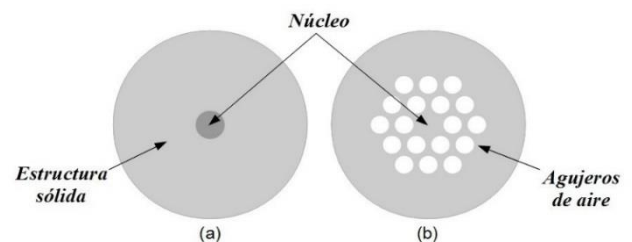


Figura 2. Cortes transversales de: (a) una fibra óptica convencional y (b) una fibra microestructurada.

Desde el punto de vista de la generación de efectos no lineales, las fibras microestructuradas presentan dos ventajas con respecto a las fibras convencionales. Por una parte, las MSF permiten mejorar la capacidad de

confinamiento de los campos de las fibras convencionales, lo que repercute en una mejora del coeficiente no lineal γ . Por otra parte, es posible diseñar fibras microestructuradas con perfiles de dispersión que no pueden ser obtenidos con las fibras normales. Este segundo aspecto es muy relevante, ya que la dispersión de las fibras es un factor determinante en la generación de ciertos fenómenos no lineales.

En general, las fibras microestructuradas poseen más grados de libertad aplicables en su diseño que las fibras convencionales. En las MSF no sólo se puede variar el tamaño del núcleo, también se puede modificar el tamaño de los agujeros de aire, la distancia entre los agujeros y la distribución geométrica de éstos en la cubierta, permitiendo de este modo fabricar fibras ópticas con características específicas que no se obtienen en fibras ópticas convencionales. De esta manera, la manipulación en el diseño de la estructura ordenada de agujeros de aire ha permitido obtener fibras con características de guiado imposibles de alcanzar con las fibras convencionales y que se han manifestado como excelentes medios para la generación de efectos no lineales en general, y más en particular, para la generación de supercontinuo.

En lo que se refiere a la generación de efectos no lineales, es posible controlar en mayor grado la curva de dispersión de los modos [1], permitiendo desplazar la longitud de onda de dispersión cero (ZDW) por debajo de los 1270 nm (valor mínimo en fibras convencionales), lo que permite utilizar láseres más potentes y más baratos que emiten en longitudes de onda más cortas y en el régimen temporal cuasicontinuo, como por ejemplo los láseres Nd:YAG y los láseres de fibra dopada con Yb, como mecanismos eficientes para incentivar la formación de tales fenómenos no lineales.

Adicionalmente, la incorporación de dopantes en el núcleo de estas fibras ha permitido obtener generaciones de supercontinuo realmente importantes. Por ejemplo, la incorporación de dióxido de germanio mejora de forma significativa el confinamiento de la

energía en el núcleo, incrementando así el coeficiente no lineal γ (lo que se traduce en generaciones energéticamente más eficientes). De forma más específica, la presencia de germanio permite reducir las pérdidas de confinamiento, definir perfiles de dispersión más planos, mejorar la eficiencia de fenómenos no lineales importantes, maximizar la interacción no lineal en la zona dopada y reducir el umbral de generación.

Hasta hace poco, la exploración de la generación de SC en fibras de MSF dopadas con erbio no había sido estudiada previamente, resultando atractivo por las características no lineales tan particulares que añade la presencia de los iones de erbio. Este elemento permite incrementar el índice de refracción no lineal efectivo sin perder las ventajas de las características básicas de las fibras basadas en sílice.

Hasta la fecha se han registrado pocas publicaciones sobre generación de SC en fibras microestructuradas con núcleo dopado con germanio y con el núcleo dopado con erbio. Examinar la fenomenología involucrada en la generación de SC en esta clase de fibras con bombeos cuasicontinuos fue uno de los pilares de las investigaciones de nuestro grupo. De esta manera, se logra un mejor entendimiento de las variables que afectan el fenómeno y permite evaluar las ventajas y desventajas de dopar con estos elementos el núcleo de estas fibras.

DISPOSITIVOS DE FIBRA ESTRECHADA (TAPER)

Sumado a las ventajas que en sí poseen las fibras microestructuradas, también existe una técnica que permite manipularlas y mejorar varias de sus características. Esta técnica, que permite fabricar dispositivos de fibra estrechada, puede ser definida como: "Técnica de procesamiento de fibras ópticas que consiste básicamente en calentar y estirar una zona de la fibra, obteniéndose una estructura con una región de diámetro constante y reducido, y dos zonas transitorias, anterior y posterior a la región de diámetro constante".

La Figura 3 ilustra el concepto de esta técnica de procesado. En (a) se muestra una vista lateral de una MSF antes de ser estrechada. La zona entre A y C es la sección que será calentada y estirada, mientras que el marcador B indica el centro de la fibra y señala una fotografía de un corte transversal de una MSF antes del proceso.

En (b) se muestra el taper resultante, las zonas A-A' y C'-C corresponden a las zonas de transición, y la región A'-C' a la zona de diámetro constante o "cintura". B indica el centro del dispositivo y señala a su vez una fotografía, obtenida en experiencias anteriores, de la estructura transversal de la región estrechada. El procedimiento de estrechamiento permite mantener la estructura original en términos de la fracción de relleno de la estructura. Adicionalmente, también es posible modificar la estructura reduciendo o aumentando el tamaño de los agujeros a la vez que se realiza la reducción del diámetro.

Típicamente, las dimensiones del núcleo de estos dispositivos pueden reducirse a valores submicrométricos. Este factor, acompañado de un diseño adecuado de la microestructura que rodea al núcleo, permite lograr dos condiciones: mejorar significativamente el coeficiente no lineal y con respecto a las MSF y ajustar el perfil de dispersión para optimizar la generación de los fenómenos no lineales, dadas las características del láser de bombeo disponible.

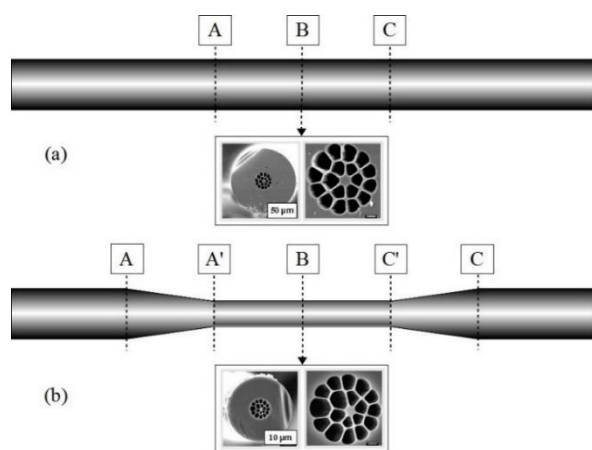


Figura 3. Ejemplificación del concepto de taper de una MSF.
(a) Esquema de una fibra microestructurada antes de ser procesada. (b) Taper resultante.

Adicionalmente, el uso de dopantes en el núcleo de la fibra sin reducir pueden resultar muy útiles [1]. La presencia de germanio en los extremos sin reducir de los tapers logra que los empalmes con fibras convencionales tengan pérdidas muy bajas (< 0.04 dB). Además, la presencia de germanio en el núcleo de la fibra, en la región de las transiciones y, aunque en menor medida, en la zona constante del taper, logra que las interacciones no lineales sean más eficientes que en los tapers de sólo sílice.

IMPORTANCIA Y APLICACIONES DE LA SCG

En general, las publicaciones relacionadas con el tema han demostrado que estas fibras presentan una serie de propiedades interesantes en cuanto al guiado de la radiación óptica, muchas de las cuales no son posibles con las fibras convencionales. Entre ellas destacan la posibilidad de obtener fibras ópticas con perfiles de dispersión únicos o de disponer de fibras con coeficientes no lineales de varios órdenes de magnitud por encima del de las fibras convencionales, por lo que constituyen un medio excelente para la generación y la investigación de fenómenos no lineales, y en particular, para la investigación de nuevos prototipos láser.

Desde la demostración práctica de SCG en este nuevo tipo de fibras [4] y tapers derivados [5], la búsqueda de nuevos prototipos se han centrado principalmente en conseguir una fuente de radiación coherente, brillante, de amplio espectro, de tamaño reducido, económica y eficiente, que sustituya a las fuentes convencionales de referencia [6-8]: la lámpara incandescente, los diodos emisores de radiación (UVED, LED, IRED), las emisiones ASE y las fuentes láseres de espectro estrecho.

En la Figura 4 se comparan los espectros de emisión de tres fuentes de amplio espectro: la salida en fibra de una lámpara incandescente (Philips Focusline 24V/150W), tres diodos emisores infrarrojos (IRED) acoplados mediante multiplexores y la generación de supercontinuo en 5 m de fibra microestructurada. Claramente se observa que la fuente de luz basada en el supercontinuo posee las ventajas de las otras dos fuentes, es decir, el gran ancho espectral de la lámpara incandescente y además la brillantez de los IRED's. Además, a estos atributos se le deben de sumar

la posibilidad de obtener un haz polarizado [8-10] y con un determinado grado de coherencia [11-12].

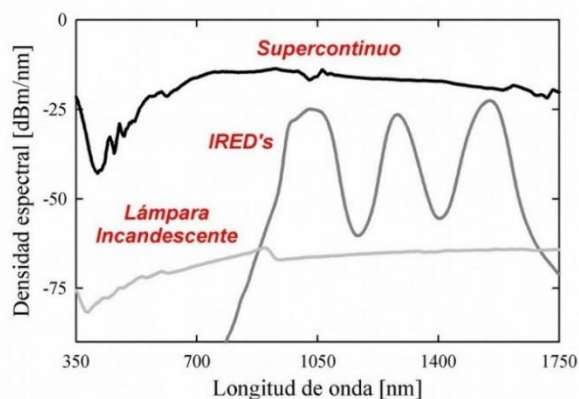


Figura 4. Comparación de varias fuentes experimentales de amplio espectro: la salida en fibra de una lámpara incandescente (Philips Focusline 24V/150W), tres IRED's acoplados y la generación de supercontinuo en 5 m de fibra microestructurada.

Actualmente, la investigación de nuevos prototipos que generen este fenómeno ha cobrado gran importancia, pues resulta muy útil en aplicaciones relacionadas con la instrumentación médica y la experimentación científica.

El campo de aplicación en la instrumentación médica es muy amplio, sin embargo, en los últimos años las tendencias se han enfocado principalmente en mejorar las aplicaciones en imagen, microscopía y espectroscopía biomédica [13-15]. Por ejemplo tenemos: el estudio morfológico de tejidos vivos con la tomografía óptica coherente (OCT) [16,17], el estudio de procesos moleculares y celulares en organismos vivos con imagen óptica molecular (OMI) [18,19], el estudio de células cancerígenas con microscopía de tiempo de vida de imágenes fluorescentes (FLIM) [20,21] y la citometría de flujo para caracterización celular [22] y detección de cáncer [23].

Con respecto a la experimentación científica, las líneas de trabajo se han centrado en múltiples campos de la ciencia. Por ejemplo, el análisis atmosféricos con técnicas LIDAR [24,25]; la espectroscopía de absorción aplicada en el análisis de componentes ópticos [26,27]; la fotoquímica enfocada en química orgánica [28] y bioquímica [29]; el almacenamiento masivo de información en memorias ópticas [30] y la compresión de pulsos [31] para el procesamiento óptico de señales [32].

NUESTRA CONTRIBUCIÓN

Este artículo expone algunos de los espectros de supercontinuo obtenidos por nuestro grupo de trabajo con bombeos cuasicontínuos. Estos espectros forman parte de un compendio de múltiples configuraciones estudiadas y evaluadas, y que podrían resultar muy útiles en aplicaciones relacionadas con la instrumentación médica y la experimentación científica.

Este trabajo se limita a exponer algunos espectros que podrían resultar útiles en microscopía multifotón, citometría de flujo, tomografía óptica coherente y espectroscopía de materiales transparentes. Los prototipos para las aplicaciones específicas serán evaluados en próximas investigaciones.

RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Esta sección expone los resultados de tres configuraciones de generación de supercontinuo. Los resultados de la primera configuración fueron obtenidos al excitar una fibra microestructurada con el núcleo dopado con germanio (G1) con un láser cuasicontínuo infrarrojo. Los de la segunda configuración se obtuvieron al excitar una fibra microestructurada con el núcleo dopado con erbio (E1) y el mismo láser infrarrojo. Finalmente, los resultados de la tercera configuración se obtuvieron al excitar un taper de fibra microestructurada de sílice (T1) con dos láseres de forma simultánea, uno con una longitud de onda en el visible y el otro en el infrarrojo.

DESCRIPCIÓN DE LOS MEDIOS NO LINEALES UTILIZADOS

La Figura 5 muestra una fotografía del corte transversal de los tres medios no lineales utilizados. Las dos primeras corresponden a dos fibras microestructuradas que fueron fabricadas con el método stack-and-draw [33,34]. La tercera corresponde a un taper fabricado a partir de una fibra microestructurada tipo cobweb fabricada con el método de calentamiento y estiramiento [1]. G1 es una fibra microestructurada de sílice con una estructura hexagonal formada con 5 periodos de capilares (agujeros con aire) y un núcleo dopado con GeO_2 . E1 es una fibra microestructurada de sílice con una estructura hexagonal formada con 6 periodos de capilares y un núcleo dopado con Er_2O_3 . Para efectos de una mejor comparación geométrica,

la escala de las fotografías de G1 y E1 es la misma. T1 es un taper fabricado a partir de una fibra microestructurada de sílice con dos períodos y un núcleo sin dopar. Es importante destacar la escala de T1, la cual es aproximadamente 4 veces menor que la de las fibras.

La Tabla 1 resume las principales características de las fibras y el taper fabricados. En ésta: D_n indica el diámetro total del núcleo, D_{dop} indica aproximadamente el diámetro de la zona dopada del núcleo, d/Λ es la fracción de relleno de los agujeros con aire (d es el diámetro de los agujeros con aire y Λ la distancia entre ellos o período de la microestructura), ZDW es la longitud de onda de dispersión cero y γ es el parámetro no lineal que determina la eficiencia de las interacciones no lineales. Entre más alto es el parámetro γ , mejores son las interacciones. La dispersión cromática es una medida relacionada con el desplazamiento temporal de los

pulsos que se propagan a lo largo de la fibra. Entre más pequeño sea ZDW (a la longitud de onda de bombeo), mejor es la interacción energética que genera la fenomenología no lineal.

El ajuste de la dispersión en las fibras se logró ajustando la escala de la microestructura durante el proceso de fabricación. La presencia de germanio en el núcleo logró perfiles de dispersión bastante particulares. En el caso de G1, la dispersión es totalmente normal, sin ZDW visibles entre 350 nm y 1750 nm. El núcleo poseía una concentración de GeO_2 de aproximadamente un 20%, lo que supone un incremento del índice de refracción respecto al de la sílice de $\delta n = 0.028$. En los cálculos de modelización de estas fibras se ha supuesto que el perfil de índice de refracción es el proporcionado por los vidrios empleados en la fabricación, por lo que no se ha considerado el posible efecto de la difusión del GeO_2 en la sílice durante el proceso de fabricación de las fibras.

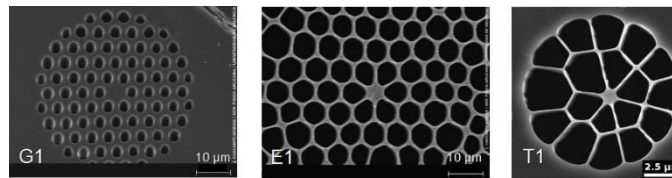


Figura 5. Cortes transversales de los medios no lineales utilizados.

Fibra	D_n (μm)	D_{dop} (μm)	d/Λ (s.u.)	ZDW (nm)	Dispersión cromática (ps / km nm)	γ ($\text{W}^{-1} \text{km}^{-1}$)
G1	6.14	1.83	0.71	-	-16.1 @1064 nm	30.8 @1064 nm
E1	4.5	1.4	0.90	1020	+9.1 @1064 nm	> 25 @1064 nm
T1	0.85	-	0.85	614 (1ero) 1051 (2do)	-157 @532 nm -12 @1064 nm	541 @532 nm 271 @1064 nm

Tabla 1. Características principales de los medios no lineales utilizados.

De acuerdo con la concentración de GeO_2 del vidrio dopado que se utilizó para formar el núcleo de nuestras fibras microestructuradas y siguiendo los resultados reportados en [35,36], estimamos que el índice de refracción no lineal n_2 y la ganancia Raman de la región dopada con germanio es, respectivamente, 1.3 y 3 veces mayor que en el caso de la sílice sin dopar. En consecuencia, cabe esperar que la generación de efectos no lineales (y por lo tanto de SC) sea más eficiente en estas fibras que en las fibras sin dopar,

siempre que el resto de características relevantes (dispersión y área efectiva) sean comparables.

La fibra E1 es una MSF tipo cobweb con dispersión anómala a 1064 nm. El núcleo fue obtenido al estirar una proforma dopada con una concentración de iones de erbio de 1019 iones/ cm^3 (480 ppm). El diámetro exterior de la proforma dopada fue de 4.25 mm y el diámetro de la región dopada de 1.5 mm. De esta manera, se logró que la zona dopada con erbio fuera

de un 31% del diámetro total del núcleo. El ajuste de la dispersión se logró ajustando principalmente la escala de la microestructura durante el proceso de fabricación. Los modelos teóricos efectuados con la herramienta SMT [37] indican que el ZDW y la dispersión a 1064 nm para el modo fundamental son, respectivamente, 1020 nm y 9.1 ps/(nm km) para la fibra E1. La contribución de la región dopada con erbio a la dispersión cromática es despreciable y las características de dispersión difieren muy poco de las fibras de sólo sílice fabricadas con los mismos parámetros estructurales.

Con respecto al taper T1, básicamente cuatro lineamientos guiaron su fabricación: la elongación α (parámetro que define lo suave de la transición) sería pequeña y cercana a 0.25, la longitud de la zona constante l_w sería larga y cercana a 130 mm, el diámetro del núcleo rondaría las 0.9 μm y la dispersión se ajustaría

regulando el tamaño del núcleo y no reduciendo la fracción de relleno. Siguiendo estos criterios fue posible acercar los dos ZDW del taper a las dos longitudes de onda de bombeo disponibles (532 nm y 1064 nm). Además, se logró una mejora importante en el coeficiente no lineal, el cual sobrepasa en más de 10 veces, el valor de las fibras sin procesar.

MONTAJE EXPERIMENTAL PARA LA CARACTERIZACIÓN DEL SC

La Figura 6 muestra el esquema del montaje experimental que se utilizó para caracterizar la generación de supercontinuo de nuestros medios no lineales. Este montaje estaba formado básicamente por un láser Nd:YAG Continuum NY80, un sistema óptico para el manejo del haz de bombeo y un sistema de alineación para inyectar el haz en el núcleo de las fibras y taper.

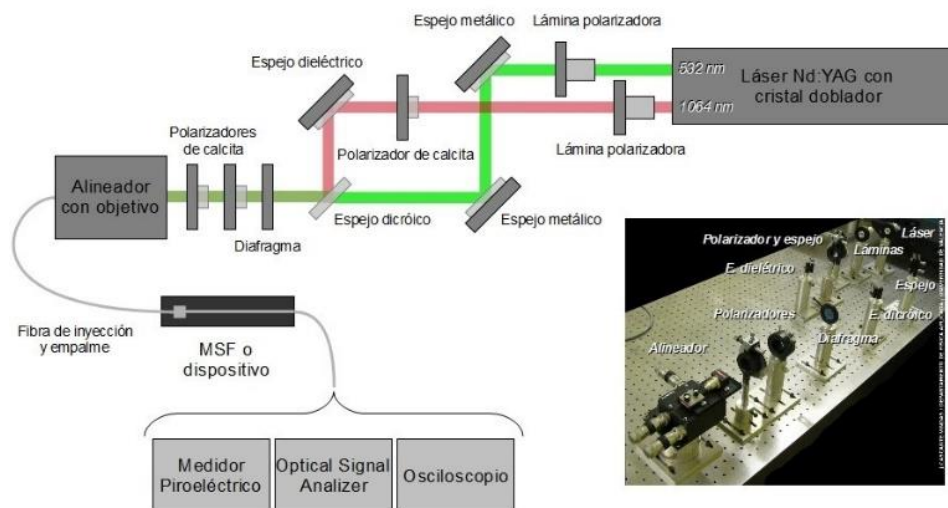


Figura 6. Esquema del montaje para la caracterización de SC a 532/1064 nm. Se anexa una fotografía del montaje

El láser Nd:YAG Continuum NY80 se trata de un láser pulsado que emite pulsos de duración entorno a 9 ns a una frecuencia de repetición de 10 Hz. La potencia promedio del haz emitido a 1064 nm está entorno a 8 W. El láser incorpora un cristal doblador, de manera que es posible disponer de dos haces, uno con una longitud de onda de 532 nm y otro a 1064 nm. La eficiencia del cristal doblador es aproximadamente del 40%, siendo la potencia máxima del haz doblado de 3.25 W. Con él se realizaron dos tipos de experimentos. En el primero de ellos se utilizó el haz de 1064 nm como haz de bombeo para la generación de SC en las MSF, y en el

segundo, se aprovechó la emisión de las dos longitudes de onda para excitar el taper con un bombeo doble de 532 nm y 1064 nm de forma simultánea.

El cristal doblador del láser se orientó para equilibrar la potencia de salida de ambos haces. Dos láminas polarizadoras situadas a la salida del láser servían para controlar la potencia de cada haz de forma independiente. Se añadió un polarizador extra de calcita para poder ajustar la polarización del haz de 1064 nm al estado de polarización del haz verde. En este

esquema se incluye un espejo dicróico que transmite el haz de 532 nm y refleja el de 1064 nm. Junto al diafragma se montaron dos cristales de calcita, el primero se encargaba de reducir la potencia y el segundo se utilizaba para controlar la polarización. Finalmente, la lente esférica y la fibra monomodo de inyección se seleccionaban de acuerdo con el tipo de haz empleado en los experimentos. En los experimentos en los que se utilizó únicamente el haz de 1064 nm, se utilizó una lente esférica de 10X y una fibra monomodo a 1064 nm de apertura numérica alta (Fibercore SM980HI). En los experimentos en que se utilizó el doble bombeo se utilizó un objetivo compuesto que tenía una misma distancia focal para ambas longitudes de onda y la fibra Fibercore SM600.

Generalmente, las láminas polarizadoras se ajustaban de tal modo que a la entrada del diafragma la potencia promedio de cada haz fuera de ~125 mW. A la salida del diafragma la potencia se reducía a un valor en torno a 10 mW. Los dos polarizadores situados antes de la fibra de inyección permitían el ajuste fino de la potencia inyectada en la fibra monomodo. La eficiencia de la inyección fue > 28% para el caso de bombeo único de 1064 nm y de ~2% para el caso de doble bombeo.

La Figura 7 muestran el espectro y la característica temporal de un pulso a la longitud de onda de 1064 nm, registrados a la salida de la fibra de monomodo. Tal y como se indicó el ancho temporal del pulso de salida es de aproximadamente 9 ns, ancho que se encuentra en el régimen cuasicontinuo.

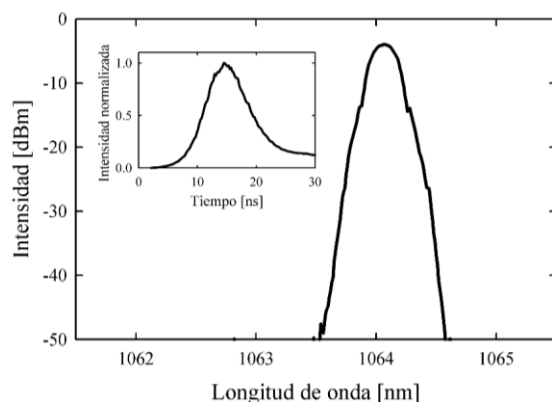


Figura 7. Espectro del haz emitido a 1064 nm a la salida de la fibra SM980HI bajo condiciones optimizadas. Se anexa el pulso temporal. Resolución de la medida espectral: 50 pm. Ancho de banda de la medida temporal: 500 Mhz.

Aunque las caracterizaciones se realizaron con un láser de laboratorio, en la práctica se pueden utilizar láseres cuasicontinuos de bajo costo Nd:YAG de microchip o de fibra óptica con moduladores Q-switch o mode-locked.

GENERACIÓN DE SUPERCONTINUO EN LA FIBRA G1

La Figura 8 (a) muestra el espectro a la salida de 5 m de fibra G1 generado con una longitud de onda de bombeo de 1064 nm. A la salida de la MSF se registraban pulsos con una potencia pico de ~1.32 kW. El ensanchamiento registrado abarcaba más de 750 nm, desde 1002 nm hasta longitudes de onda superiores a los 1750 nm. En este caso en particular, la generación se desarrolla principalmente en la región infrarroja, con muy pocos componentes en la región visible.

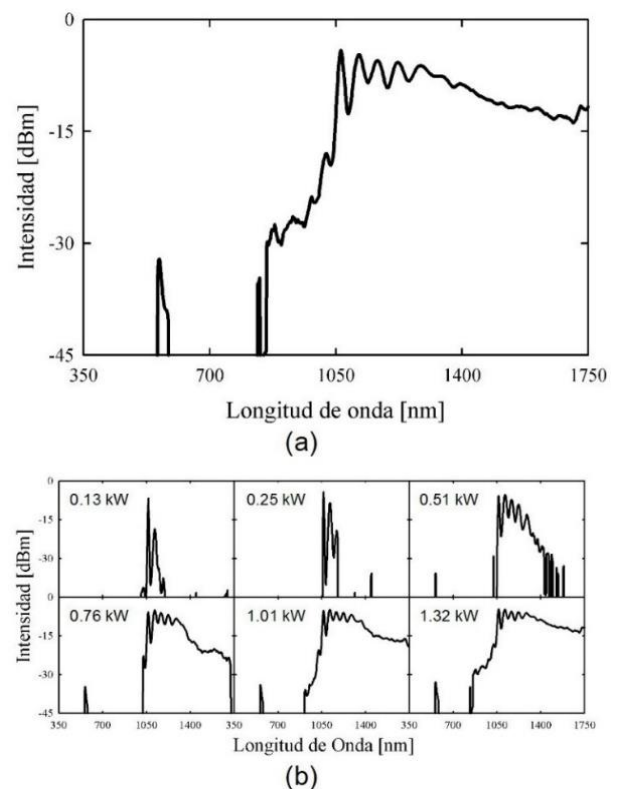


Figura 8. (a) Espectro a la salida de 5 m de fibra G1. Potencia de salida aproximada: 1.32 kW. (b) Evolución espectral del supercontinuo en 5 m de fibra G1 en función de la potencia de bombeo.

La Figura 8 (b) muestra los espectros a la salida de la fibra para diferentes niveles de potencia de bombeo. A niveles bajos de potencia de bombeo, se observa junto al bombeo una banda centrada en ~1116 nm. A medida que aumenta el bombeo, esta banda se intensifica y aparece una segunda en ~1167 nm. Una vez

sobrepasado cierto valor de potencia (> 0.51 kW), las bandas iniciales se intensifican y se genera un proceso en cascada, con bandas que están separadas ~ 52 nm entre sí. Finalmente, para potencias a partir de 0.76 kW, la intensidad y la extensión de las bandas del proceso en cascada se magnifica, generando un ensanchamiento importante hacia longitudes de onda mayores que el bombeo. A la potencia máxima disponible (1.32 kW de pico), el ensanchamiento registrado abarca más de 750 nm, desde 1000 nm hasta longitudes de onda superiores a los 1750 nm. En este caso en particular, la generación se desarrolla principalmente en la región infrarroja, con muy pocos componentes en la región visible. Únicamente puede observarse una banda en ~ 560 nm.

La generación de SC en MSF con características de dispersión similares a esta fibra se ha estudiado en investigaciones previas, aunque utilizando señales de bombeo a longitudes de onda más cortas [38, 39]. Los fenómenos no lineales que dan lugar al ensanchamiento espectral del bombeo en fibras con este perfil de dispersión cuando los pulsos de bombeo son largos temporalmente, son básicamente la dispersión Raman estimulada (SRS) y la modulación de fase cruzada (XPM). Puesto que la dispersión es totalmente normal, los procesos paramétricos y la dinámica de solitones no pueden darse, por lo que el abanico de efectos no lineales se reduce a aquellos que son independientes del régimen de dispersión.

El conjunto de bandas que se generan hacia longitudes de onda largas, separadas entre sí ~ 52 nm mostrada en la Figura 8, coincide con un proceso de SRS en cascada. En fibras de sílice, la banda Stokes de un proceso de SRS está separada del bombeo ~ 50 nm cuando la longitud de onda del bombeo es 1064 nm [40] y la presencia de GeO_2 tiende a incrementar ligeramente esta separación [41]. La generación de SRS es particularmente eficiente en esta fibra, por lo que podemos confirmar que la presencia de la zona dopada con germanio es relevante. A partir del quinto orden, la banda de absorción debida al ión OH^- cercana a 1.4 μm produce una atenuación importante de los órdenes siguientes. La generación de bandas anti-Stokes no resulta muy eficiente, sólo se observan de forma muy débil en los espectros con los valores más altos de potencia.

Por último, cabe comentar que la única banda que se observa en el visible, en ~ 560 nm, parece corresponder a la generación de la segunda armónica (SHG) del primer orden Stokes de SRS.

GENERACIÓN DE SUPERCONTÍNUO EN LA FIBRA E1

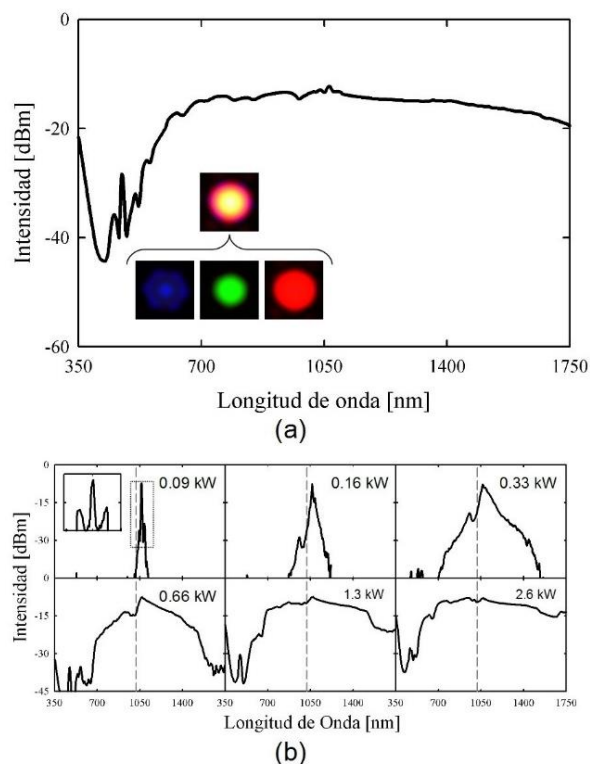


Figura 9. (a) Espectro a la salida de 3 m de fibra E1. Se anexa una fotografía del spot de salida y sus componentes RGB. Potencia de salida aproximada: 5.5 kW. (b) Evolución del espectro generado en 5 m de fibra E1 en función de la potencia de bombeo. La línea punteada de color gris indica la ZDW de 1020 nm

La Figura 9 (a) muestra el espectro registrado a la salida de 3 m de fibra generado con una potencia de pico de 5.5 kW. El ensanchamiento registrado abarcaba más de 1230 nm, desde los 516 nm hasta longitudes de onda superiores a los 1750 nm.

El espectro es muy plano, entre 650 nm y 1645 nm la amplitud varía menos de 5 dB. Junto al espectro se anexa la fotografía del haz de salida y sus tres componentes RGB obtenidas mediante filtrado digital. De la descomposición RGB se observa que las componentes espectrales generadas en el visible lo han hecho con la estructura de campo del modo fundamental, a excepción de las componentes azules que se generan en un modo de orden superior. Esta generación de modos superiores en el azul se debe

posiblemente a un fenómeno de generación de armónicas de orden superior [42,43]. Las pequeñas fluctuaciones entre 500 nm y 1000 nm corresponden a bandas de absorción del erbio.

La Figura 9 (b) muestra la evolución espectral del SC generado a la salida de 5 m de fibra E1, para diferentes niveles de potencia de bombeo. Inicialmente (0.09 kW), junto a la señal de bombeo se observan dos bandas ubicadas en 1044 y 1085 nm. A medida que aumentamos la potencia de bombeo, estas bandas se intensifican y el espectro comienza a ensancharse hacia ambos lados del bombeo. A la máxima potencia que se tuvo disponible se obtiene un espectro ancho y bastante plano, que se extiende más allá de 1750 nm. Como rasgo característico de esta fibra, podemos observar en algunos espectros algunas de las bandas de absorción más intensas del Er^{3+} alrededor de 650 nm, 975 nm y 1530 nm.

Como en este caso la dispersión de la fibra a la longitud de onda de bombeo es anómala y pequeña, y además la ZDW está próxima a ésta, la fenomenología está dominada por los procesos de inestabilidad de modulación (MI), el desplazamiento de frecuencia de solitones fundamentales (SFSS) y la generación de ondas dispersivas (DW).

La Figura 10 (a) muestra la curva teórica de ajuste de fase para el proceso de mezcla de cuatro ondas (FWM) degenerado para una potencia de bombeo de 90 W. De acuerdo con este resultado, para un bombeo de longitud de onda 1064 nm, existe la posibilidad de que se formen dos bandas centradas en 1056 nm y en 1073 nm, valores que se aproximan bastante a las bandas observadas experimentalmente para esa potencia. Al aumentar el número de bandas generadas por la MI, las primeras se hacen más intensas, dando lugar a la formación de solitones fundamentales, los cuales sufren un desplazamiento espectral hacia longitudes de onda largas debido al efecto Raman, generando, de forma paralela, ondas dispersivas con la misma velocidad de grupo que el solitón en la región del espectro en que la dispersión de la fibra es normal. Esta hipótesis se puede corroborar correlacionando los límites superior e inferior del espectro con el índice de grupo de la fibra, tal y como se muestra en la Figura 10 (b). Por ejemplo, cuando la potencia de bombeo es de 660 W de pico, el límite superior del espectro es 1560

nm y el inferior 680 nm. Podemos comprobar que, efectivamente, esas dos longitudes de ondas tienen el mismo índice de grupo.

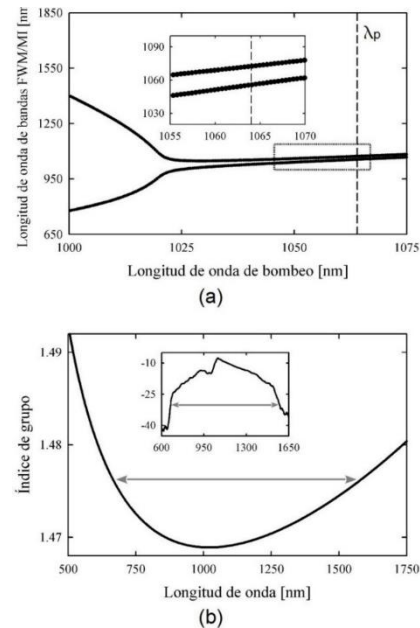


Figura 10. (a) Curva teórica de ajuste de fase del proceso degenerado FWM para una potencia de bombeo de 90 W. (b) Índice de grupo en función de la longitud de onda. λ_p : longitud de onda de bombeo de 1064 nm. Se incluye el espectro obtenido para una potencia de bombeo de 0.66 kW de pico

Relacionado con la dinámica de los SFSS y las ondas dispersivas, en la Figura 9 (b) se puede observar una degradación del ensanchamiento a potencias altas debido a las bandas de absorción del Er^{3+} . Para la potencia de bombeo de 1.3 kW, el espectro tiende a hacerse cuadrado, con una caídas bruscas en amplitud en 700 nm y 1530 nm. La explicación de este fenómeno la encontramos en que a esta potencia de bombeo los solitones que sufren SFSS no tienen suficiente energía como para saltar la banda de absorción centrada en 1530 nm. En otras palabras, cuando los solitones fundamentales experimentan SFSS, éstos sufren un desplazamiento hacia longitudes de onda largas, pero cuando alcanzan la banda de absorción dejan de tener la energía necesaria para mantener la condición de solitón, por lo que, para este nivel de potencia de bombeo, sólo existen solitones entre la longitud de onda de bombeo y la banda de absorción, aunque la fibra presente dispersión anómala más allá de 1530 nm. Consecuentemente, las ondas dispersivas se generan

en un intervalo de longitudes de onda limitado y determinado por el índice de grupo de la fibra.

GENERACIÓN DE SUPERCONTINUO EN EL TAPER T1

Esta sección recopila los resultados obtenidos en los experimentos de generación de SC en un dispositivo de sílice, en los que se utilizó un bombeo doble formado por un haz de longitud de onda de 532 nm y otro de 1067 nm. En esta experiencia, se registró la evolución del espectro de SC a la salida del taper al variar la potencia del haz de IR en presencia del haz de 532 nm, cuya potencia se mantuvo fija. El interés de esta experiencia fue estudiar el efecto de la presencia del haz verde en la generación de componentes espectrales en el visible y ultravioleta.

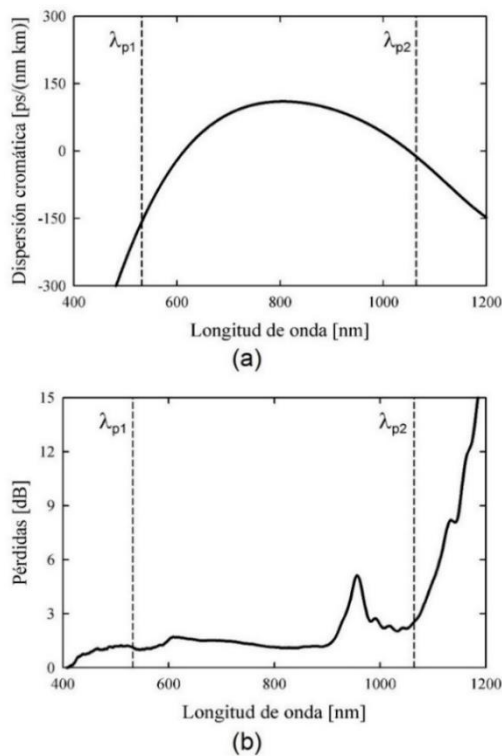


Figura 11. (a) *Dispersión del modo fundamental en el cuello del taper en función de la longitud de onda. (b)* *Pérdidas de transmisión del dispositivo. λ_{p1} y λ_{p2} corresponden, respectivamente, a la longitud de onda de bombeo de 532 nm y 1064 nm.*

La Figura 11 muestra la curva de dispersión del modo fundamental en el cuello del taper y las pérdidas de transmisión. De acuerdo con la curva de dispersión, las dos longitudes de onda en donde la dispersión es

nula son 614 nm y 1051 nm, de esta forma, la dispersión cromática es normal para las dos longitudes de onda de bombeo, con un valor de -157 ps/(nm km) a 532 nm, y de -12 ps/(nm km) a 1064 nm. Por otra parte, las pérdidas de transmisión globales son de 1.5 dB, aproximadamente, a excepción de las presentes en la zona cercana al pico de absorción del agua de 950 nm y a partir de 1100 nm, zona en la que las pérdidas por radiación del modo fundamental aumentan rápidamente.

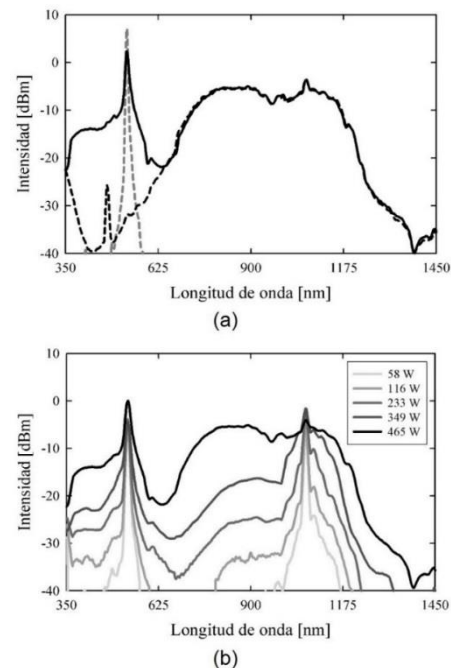


Figura 12. (a) *Generación de SC con doble bombeo. Los espectros con trazo discontinuo corresponden al caso en que se inyectó en el dispositivo un único haz, de 532 nm -potencia de pico 60 W- (línea discontinua gris), o de 1064 nm -potencia de pico 465 W- (línea discontinua negra). La línea continua es el espectro registrado cuando se inyectaron simultáneamente los dos haces. (b)* *Evolución del espectro al aumentar la potencia del haz de 1064 nm, manteniendo fija la potencia del haz de 532 nm.*

La Figura 12 muestra los resultados de la experiencia. La Figura 12 (a) muestra tres espectros. La curva discontinua de color gris es el espectro registrado a la salida del taper al inyectar únicamente el haz de 532 nm, con una potencia de pico de 60 W. El espectro del láser apenas se ensancha, dados la baja potencia de bombeo y el régimen de dispersión a esta longitud de onda. El espectro discontinuo de color negro se obtuvo al inyectar únicamente el haz de 1064 nm, con una

potencia pico de 465 W. Este nivel de potencia es suficientemente alto como lograr un ensanchamiento importante desde 634 nm hasta 1235 nm, casi una octava de ancho espectral. Por último, el espectro continuo de color negro corresponde al caso en que se inyectaron simultáneamente en el dispositivo ambos haces, con los mismos valores de potencia anteriores.

La Figura 12 (b) muestra la evolución del espectro a la salida del dispositivo para varias potencias del haz IR y una potencia fija de 60 W del haz de 532 nm. Se observa que, a medida que aumenta el nivel de potencia del haz de IR, el espectro alrededor de 1064 nm se ensancha, aunque el ensanchamiento espectral es mucho más relevante hacia longitudes de onda cortas que largas, pues las pérdidas presentes en el taper limitan la extensión del espectro hacia el IR. Simultáneamente, la presencia del bombeo de 532 nm da lugar a la formación de una cola de amplitud importante hacia la región del violeta. A medida que aumenta la potencia, el ensanchamiento aumenta, llegando a cubrir la zona comprendida entre el UV y el IR cercano.

De acuerdo con los resultados de la experiencia, la inyección simultánea de ambos haces desencadena una situación muy particular. A medida que aumenta la potencia del haz de 1064 nm, la intensidad del pico de 532 nm se reduce, y se observa un ensanchamiento espectral importante entre el UV y el verde, haciendo que el espectro se extienda hasta prácticamente los 350 nm. Este efecto también ha sido observado en algunas fibras con dos ZDW próximas [44,45] y se ha demostrado que se debe a un proceso de modulación de fase cruzada (XPM) en cascada entre el haz de 532 nm y el supercontinuo generado por el 1064 nm en las regiones espectrales cercanas a éste y que se extienden hacia su izquierda.

CONCLUSIONES

Los resultados expuestos en este artículo demuestran la versatilidad que tienen las fibras microestructuradas como medios no lineales para la generación de supercontinuo.

Con la fibra microestructurada G1 se ha demostrado una generación de supercontinuo asimétrica hacia longitudes de onda largas, cubriendo gran parte del

espectro infrarrojo. El perfil de dispersión normal plano de la fibra y la incorporación de germanio en su núcleo ha permitido la generación de bandas y zonas cuasiplanas hacia longitudes de onda más largas que el bombeo de 1064 nm. Este espectro puede resultar útil en algunas aplicaciones de bio-imaging, tales como la microscopía Raman infrarroja.

Con la fibra microestructurada E1 se ha demostrado una generación de supercontinuo simétrica hacia longitudes de onda cortas y largas, cubriendo gran parte del espectro visible e infrarrojo. El perfil de dispersión anómalo de la fibra (con una ZDW cercana a cero) y la incorporación de erbio en su núcleo ha permitido una generación muy ancha hacia ambos lados del bombeo de 1064 nm, desde los 500 nm y hasta longitudes de onda superiores a los 1750 nm. Este espectro puede resultar útil en algunas aplicaciones de microscopía molecular en el rango de 650 a 900 nm.

Finalmente, con el dispositivo microestructurado T1 se ha demostrado una generación de supercontinuo asimétrica hacia longitudes de onda cortas y largas, cubriendo una parte importante de la zona ultravioleta y visible corta. El diseño específico del dispositivo en conjunto con la técnica de doble bombeo permitió una generación espectral en una zona difícil de cubrir. Este espectro puede resultar útil en algunas aplicaciones de bio-imaging, tales como la OCT de alta resolución.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen toda la ayuda brindada por J. L. Cruz y S. Torres-Peiró, del Departamento de Física Aplicada- ICMUV de la Universidad de Valencia.

REFERENCIAS

- [1] J. Cascante Vindas, "Generación de supercontinuo en fibras microestructuradas con bombeos cuasicontinuos," tesis doctoral, Universidad de Valencia, España, 2010.
- [2] J. Cascante-Vindas, A. Díez, and M. V. Andrés, "Estado del arte, avances y aplicaciones de las fuentes láser de amplio espectro," en Trigésima Convención de Centroamérica y Panamá (CONCAPAN XXX), 2010, pp. 1–10.
- [3] J. C. Knight et al, "All-silica single-mode optical fiber with photonic crystal cladding," *Optics Letters*, vol. 21, num. 19, pp. 1547-1549. 1996.

- [4] J. K. Ranka, R. S. Windeler y A. J. Stentz, "Visible continuum generation in air-silica microstructure optical fibers with anomalous dispersion at 800 nm," *Optics Letters*, vol. 25, num. 1, pp. 25-27, 2000.
- [5] S. G. Leon-Saval et al, "Efficient single-mode supercontinuum generation in submicron-diameter silica-air fibre waveguides," en *Conference on Lasers and Electro-Optics-Int Quantum Electronics Conference (CLEO/IQEC 2004)*, 2004, paper CPDA6.
- [6] K. P. Hansen y R. E. Kristiansen, "Application Note: Supercontinuum Generation in Photonic Crystal Fibers" [disponible en línea], *Crystal Fibre* [ref. de enero 2009], disponible en web: www.crystal-fibre.com.
- [7] Lehtonen, Mikko, "Applications of microstructured fibers - Supercontinua and novel components," tesis doctoral, Helsinki University of Technology, Helsinki, Finland, 2005.
- [8] H. Imam, "Metrology. Broad as a lamp, bright as a laser," *Nature Photonics*, vol. 2, num. -, pp. 26-28, 2008.
- [9] A. Proulx et al, "Intensity and polarization dependences of the supercontinuum generation in birefringent and highly nonlinear microstructured fibers," *Optics Express*, vol. 11, num. 25, pp. 3338-3345, 2003.
- [10] L. De Boni, C. Toro y F. E. Hernandez, "Pump polarization-state preservation of picosecond generated white-light supercontinuum," *Optics Express*, vol. 16, num. 2, pp. 957-964, 2008.
- [11] H. Kubota, K. R. Tamura y M. Nakazawa, "Analyses of coherence- maintained ultrashort optical pulse trains and supercontinuum generation in the presence of soliton-amplified spontaneous-emission interaction," *Journal of Optical Society of America B*, vol. 16, num. 12, pp. 2223-2232. 1999.
- [12] D. Törke et al. "Coherence of subsequent supercontinuum pulses generated in tapered fibers in the femtosecond regime," *Optics Express*, vol. 15, num. 5, pp. 2732-2741, 2007.
- [13] Optical Coherence Tomography and Coherence Domain Optical Methods in Biomedicine XXIX [ref. de julio 2014], disponible en web: <http://spie.org/PWB/conferencedetails/optical-coherence-tomography>.
- [14] Multiphoton Microscopy in the Biomedical Sciences XV [ref. de julio 2014], disponible en web: <http://spie.org/PWB/conferencedetails/multiphoton-microscopy>.
- [15] European Conference on Nonlinear Optical Spectroscopy (ECONOS) 2014 [ref. de julio 2014], disponible en web: <http://econos2014.sciencesconf.org>.
- [16] A. Unterhuber et al, "Advances in broad bandwidth light sources for ultrahigh resolution optical coherence tomography," *Physics in Medicine and Biology*, vol. 49, num. 7, pp. 1235, 2004.
- [17] Bio Imaging Using Supercontinuum Sources – High Resolution OCT [disponible en línea], NKT Photonics [ref. julio 2014], disponible en web: <http://www.nktphotonics.com/oct>.
- [18] K. Hideaki y H. Hiro-o, "In-vivo multi-nonlinear optical imaging of a living cell using a supercontinuum light source generated from a photonic crystal fiber," *Optics Express*, vol. 14, num. 7, pp. 2798-2804, 2006.
- [19] Bio Imaging Using Supercontinuum Sources – Optical Molecular Imaging [disponible en línea], NKT Photonics [ref. julio 2014], disponible en web: <http://www.nktphotonics.com/omi>
- [20] L. Kuschel y R. T. Borlinghaus, Advanced microscopy/supercontinuum white light: Multiple microscopy modes in a single sweep with supercontinuum white light [disponible en línea], *Bio Optics World* [ref. julio 2014], disponible en web: <http://www.bioopticsworld.com/articles/print/volume-6/issue-3/features/advanced-microscopy-supercontinuum-white-light-multiple-microsc.html>.
- [21] Label-free FLIM Microscopy under Physiological Conditions [disponible en línea], No. 34, Junio 2009, Leica Microsystems [ref. julio 2014], disponible en web: <http://www.leica-microsystems.com/science-lab/label-free-flim/>.
- [22] Z. Darzynkiewicz et al, "Features of Apoptotic Cells Measured by Flow Cytometry," *Cytometry Part A*, vol. 13, núm. 8, pp. 795-808, 1992.
- [23] B. Bariogio et al, "Flow Cytometry in Clinical Cancer Research," *Cancer Research*, vol. 43, núm. 9, pp. 3982-3997, 1983.

- [24] D. M. Brown et al, "Longpath-supercontinuum absorption spectroscopy for measurement of atmospheric constituents," *Optics Express*, vol. 16, núm. 12, pp. 8457-8471, 2008.
- [25] G. Méjean et al, "Towards a supercontinuum based infrared lidar, " *Applied Physics B – Lasers and Optics*, vol. 77, núm. 23, pp. 357-359, 2003.
- [26] M. Lehtonen, G. Genty y H. Ludvigsen, "Absorption and transmission spectral measurement of fiberoptic components using supercontinuum radiation, " *Applied Physics B – Lasers and Optics*, vol. 81, núm. 23, pp. 231-234, 2005.
- [27] S. Hult, R. S. Watt y C. F. Kaminski, "Dispersion Measurement in Optical Fibers Using Supercontinuum Pulses," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, núm. 3, pp. 820-824, 2007.
- [28] R. Maksimenka et al, "Femtosecond dynamics of electron transfer in a neutral organic mixed valence compound, " *Chemical Physics*, vol. 347, núm. 13, pp. 436-445. 2008.
- [29] A. Freiberg et al, "Subpicosecond Pump Supercontinuum Probe Spectroscopy of LH2 Photosynthetic Antenna Proteins at Low Temperature," *Journal of Physical Chemistry A*, vol. 102, núm. 23, pp. 4372-4380, 1998.
- [30] S. Juodkazis et al, "Recording and reading of three dimensional optical memory in glasses," *Applied Physics B – Lasers and Optics*, vol. 77, núm. 23, pp. 361-368, 2003.
- [31] G. Chang et al, "Optimization of supercontinuum generation in photonic crystal fibers for pulse compression," *Optics Letters*, vol. 28, núm. 7, pp. 546-548, 2003.
- [32] L. Fu et al, "Highly nonlinear chalcogenide fibres for all optical signal processing," *Optical and Quantum Electronics*, vol. 39, núm. 1213, pp. 1115-1131. 2007.
- [33] M. Delgado-Pinar et al, "Fabrication of Polarizing Photonic Crystal Fibres and Photonic Crystal Fibre Tapers: Applications," en: 9th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON 2007), 2007, paper We.A2.6.
- [34] S. Torres-Peiro, A. Díez y M. V. Andrés, "Fabrication and Postprocessing of Ge-Doped Nanoweb Fibers," 1st Workshop on Speciality Optical Fibers and their Applications, AIP Conference Proceedings, vol. 1055, num. -, pp. 50-53, 2008.
- [35] Boskovic, A et al. "Direct continuous-wave measurement of n_2 in various types of telecommunication fiber at 1.55 μm ". *Optics Letters*. Vol. 21, núm. 24, pp. 1966-1968. 1996.
- [36] Fukai, C et al. "Effective Raman gain characteristics in germanium- and fluorine-doped optical fibers". *Optics Letters*. Vol. 29, núm. 6, pp. 545-547. 2004.
- [37] Hochman, A; Leviatan, Y. "Efficient and spurious-free integral-equation- based optical waveguide mode solver". *Optics Express*. Vol. 15, núm. 22, pp. 14431-14453. 2007.
- [38] Tse, M L V et al. "Supercontinuum generation at 1.06 μm in holey fibers with dispersion flattened profiles". *Optics Express*. Vol. 14, núm. 10, pp. 4445-4451. 2006.
- [39] Wang, H; Fleming, C P; Rollins, A M. "Ultrahigh-resolution optical coherence tomography at 1.15 μm using photonic crystal fiber with no zero-dispersion wavelengths". *Optics Express*. Vol. 15, núm. 6, pp. 3085-3092. 2007.
- [40] Stolen, R H et al. "Raman response function of silica-core fibers". *Journal of the Optical Society of America B*. Vol. 6, núm. 6, pp. 1159-1166. 1989.
- [41] Martinez, V et al. "Structural studies of germanium doped silica glasses: the role of the fictive temperature". *Optical Materials*. Vol. 24, núm. 1-2, pp. 59-62. 2003.
- [42] Efimov, A et al. "Nonlinear generation of very high-order UV modes in microstructured fibers". *Optics Express*. Vol. 11, num. 8, pp. 910-918. 2003.
- [43] Ivanov, A A et al. "Multimode anharmonic third-order harmonic generation in a photonic-crystal fiber". *Physical Review E*. Vol. 73, núm. -, pp. 016610. 2006.
- [44] Schreiber, T et al. "Supercontinuum generation by femtosecond single and dual wavelength pumping in photonic crystal fibers with two zero dispersion wavelengths". *Optics Express*. Vol. 13, núm. 23, pp. 9556-9569. 2005.
- [45] Raikonen, E et al. "Supercontinuum generation by nanosecond dual- wavelength pumping in microstructured optical fibers". *Optics Express*. Vol. 14, núm. 17, pp. 7914-7923. 2006.

DISEÑO DE UNIDAD DE CÁLCULO DE DETERMINANTES CON ALGORITMO IDM PARA IMPLEMENTACIÓN EN CIRCUITO INTEGRADO

Alfonso Chacón
alchacon@tec.ac.cr
Roberto Cerdas Robles
Juan Agustín Rodríguez

DCILab, Escuela de Ing. Electrónica, Instituto Tecnológico de Costa Rica; Cartago, Costa Rica.

RESUMEN

Este documento detalla el diseño de una unidad de cálculo de determinantes en punto flotante para su uso en aplicaciones de localización acústica. Se utilizó el método de divisiones internas (IDM) para implementar el cálculo así como una estructura modificada de SRT-rádix 4 para operaciones de división internas. La unidad fue diseñada para implementación VLSI en un proceso CMOS comercial de 130 nm de bajo consumo de potencia, con una operación a una frecuencia de reloj de 100 MHz. El algoritmo utilizado es paralelizable para futuros prototipos, de requerirse un sistema que opere a mayor frecuencia de reloj.

INTRODUCCIÓN

Como el diseño de una red de sensores redundantes para la localización de vehículos en movimiento, se ha propuesto el uso de un sistema de localización acústica capaz de determinar la dirección de arribo y distancia de objetos bajo estudio [1]. La diferencia de fase entre señales capturadas por una compuesto por dos o más sensores puede utilizarse para calcular la ubicación de fase entre señales capturadas por una red compuesta por dos o más sensores puede utilizarse para calcular la ubicación de una fuente sonora [2]. Se analizaron tres algoritmos de cálculo de TDOA (Time Difference of Arrival) en un trabajo anterior [3]. El algoritmo seleccionado para implementar la función deseada requiere el cálculo de determinantes como parte del proceso de estimación.

El presente documento describe la implementación de dicha unidad en un proceso comercial CMOS de 130 nm de bajo consumo de potencia, para así evaluar la viabilidad de uso de las estructuras aritméticas seleccionadas con respecto a tiempo de cálculo área y potencia consumida. La sección II del presente documento detalla la elaboración de una unidad interna de división, requerida para la estimación de determinantes con el algoritmo seleccionado. La sección III describe la unidad de cálculo en su totalidad. La sección IV expone los resultados obtenidos al implementar el diseño en un dispositivo FPGA XC7A100T de familia Artix 7 de Xilinx, y luego de la elaboración de la síntesis lógica del mismo en la tecnología final de fabricación. Finalmente, la sección V presenta las conclusiones y recomendaciones sobre los resultados obtenidos.

DESCRIPCIÓN DE UNIDAD DE DIVISIÓN

Se describe a continuación la implementación de un divisor para calcular la función:

$$V = \frac{1}{x} \quad (1)$$

Se utiliza el algoritmo SRT (Sweeney, Robertson, Toucher) de raíz-4 con máxima redundancia, alterado para 8 bits por iteración (a diferencia del caso estándar, 2 bits por iteración). La ecuación para el cálculo del resultado parcial es:

$$R_{i+1} = 4R_i + q_i * D \quad (2)$$

Donde q_i es el bit de cociente generado por cada etapa al utilizar máxima redundancia, existen siete cocientes posibles, conocidos como bits de cociente, representados en notación redundante:

$$q_i \in [-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3] \quad (3)$$

El término bit cociente expresa un bit en notación redundante, no en binario. Cada bit de cociente requiere de tres bits para ser expresado en binario [4]. El bloque opera para valores de entrada "x" dentro del rango:

$$x \in]0, 2[\quad (4)$$

El bloque está diseñado para aceptar 16 bits de entrada, en formato de coma fija con 1 bit de parte entera y 15 bits de parte fraccional. Por tanto el rango de salida es de:

$$y \in]0,5; 2^{15}[\quad (5)$$

El rango se definió para utilizar el bloque con la mantisa de un número en formato de coma flotante. Debido a las restricciones del algoritmo SRT (el resultado parcial nunca debe exceder a cuatro veces el valor del divisor, $4D$), para el rango de valores

expuesto anteriormente, la operación $y = \frac{1}{x}$ se implementa como $v = \frac{0,5}{x} * 2$, por lo que es necesario escalar la salida realizando un corrimiento, o ajustando la interpretación de ubicación de la coma fraccional.

DIAGRAMA DE BLOQUES

La figura 1 muestra un diagrama de bloques del sistema creado. Se describe el diseño a continuación:

Normalizador:

El normalizador recibe un dato de entrada y lo normaliza al rango utilizado por el divisor, para cumplir con las restricciones del algoritmo SRT:

- El divisor debe ser mayor al dividendo en cualquier iteración dada.
- El dividendo y los residuos parciales se multiplican por cuatro entre etapas.

La cantidad de corrimientos realizada en esta etapa se almacena denormalizar el resultado a la salida del bloque.

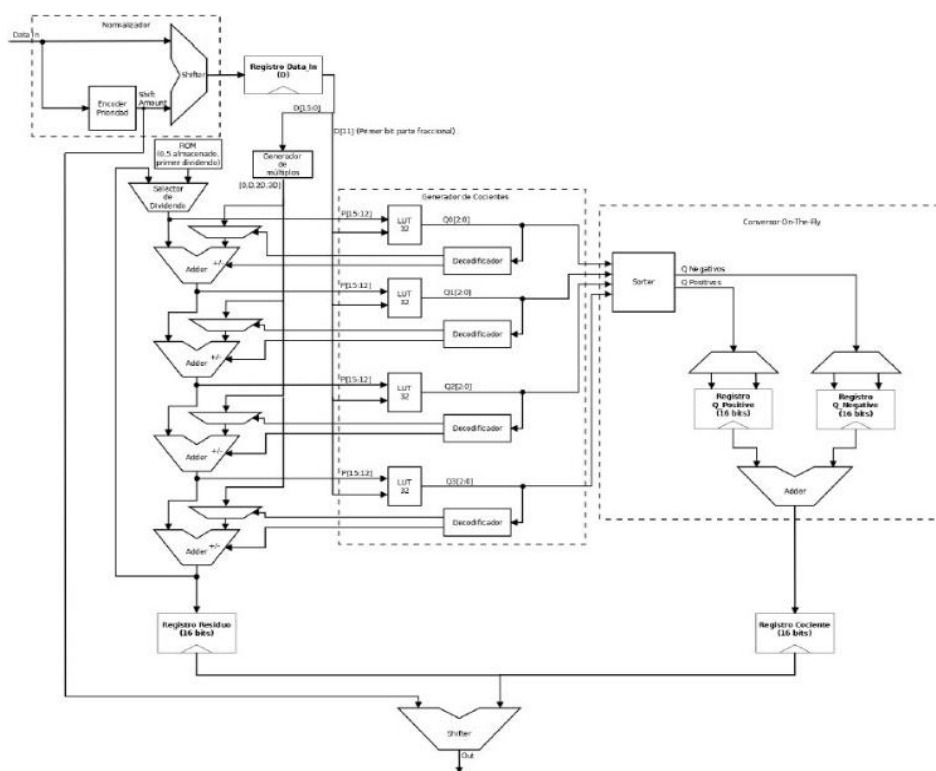


Figura 1. Diagrama de bloques del divisor realizado, utilizando una estructura de SRT rádx-4 replicada para realizar el cálculo de 8 bits de cociente por ciclo

Generador de múltiplos:

Como se describió en la ecuación 2, el algoritmo requiere calcular el producto:

$$q_i * D$$

Para evitar repetir el cálculo cada vez que cambia el bit de cociente seleccionado, se calculan únicamente los valores 0, D, 2D y 3D:

- 0: valor constante
- D el valor registrado a la entrada
- 2D: el valor registrado a la entrada desplazado una posición

-3D: la suma de los valores calculados anteriormente
De esta forma se puede acceder a los siete bits de cociente posibles sin implementar un multiplicador, únicamente corrimientos. Los valores de divisores posibles se envían a las entradas de las unidades de suma, donde el término apropiado es seleccionado por un multiplexor, y su signo se implementa realizando un complemento a 2 dentro del sumador al recibir la señal apropiada.

Generador de cocientes:

El generador de cocientes toma el resultado parcial y el rango del divisor para seleccionar el bit de cociente apropiado para cada etapa. En la literatura, se determinó anteriormente que para un divisor de raíz-4 de máxima redundancia, se requiere analizar únicamente los cuatro bits más significativos del resultado parcial anterior y un bit del divisor, para determinar si el divisor normalizado es mayor a 1,5 [4]. El bloque se implementa mediante el uso del LUT de 32 posiciones por etapa. Los rangos determinador en los que cada bit de cociente es válido se muestran a continuación:

Tabla 1. Selección de cociente de etapa el divisor SRT

Resultado parcial anterior (R_i)	Valor de divisor normalizado (D)	Bit de cociente (q_i)
$R_i \leq -3$	$< 1,5$	-3.
$-3 < R_i \leq -2$	$< 1,5$	-2.
$-2 < R_i \leq -1$	$< 1,5$	-1.
$-1 < R_i < 1$	$< 1,5$	0.

$1 \leq R_i < 2$	$< 1,5$	1.
$2 \leq R_i < 3$	$< 1,5$	2.
$R_i \geq 3$	$< 1,5$	3.
$R_i \leq -4$	$\geq 1,5$	-3.
$-4 < R_i \leq -2$	$\geq 1,5$	-2.
$-2 < R_i \leq -1$	$\geq 1,5$	-1.
$-1 < R_i < 1$	$\geq 1,5$	0.
$1 \leq R_i < 2$	$\geq 1,5$	1.
$2 \leq R_i < 4$	$\geq 1,5$	2.
$R_i \geq 4$	$\geq 1,5$	3.

Convertidor On-The-Fly:

Para evitar utilizar una propagación con acarreo en cada etapa al sumar el bit de cociente seleccionado al resultado, se implementó un convertidor que toma los bits en su representación redundante y calcula el cociente a partir de los mismos. Este convertidor separa primero los bits en positivos y negativos, para así utilizar únicamente dos bits para representar cada valor. No se alteran los valores de los mismos; es decir, los bits negativos permanecen en complemento a dos, sin su bit de signo. A continuación, se asigna un peso a cada par de bits, el cual corresponde a la etapa en la que fue generado el bit. Las etapas posteriores generan bits más significativos, y por tanto se le asigna a estos mayor peso. Dos registros de 16 bits almacenan los resultados parciales; se genera un byte por iteración. Al finalizar ambas iteraciones, se suman los contenidos de ambos registros y se obtiene el cociente de la división. El separador de signos se implementa mediante una función lógica, realizando el AND del bit de signo con cada uno de los bits restantes pertenecientes al bit de cociente para la salida negativa repitiendo la operación con el bit de signo negado para la salida positiva. Los pesos se asignan concatenando los bits de cociente, de dos bits cada uno a la salida del sorter, en una palabra de ocho bits colocando los de más peso en la posición más significativa.

Salida:

A la salida del bloque, se obtiene un valor positivo en el rango dado por (5). La palabra de salida es de 32 bits, en punto fijo, con 33 bits de parte entera y 31

bits de parte fraccional, denormalizada a su valor original.

DESCRIPCIÓN DE UNIDAD DE CÁLCULO DE DETERMINANTES

Se implementó el sistema para evaluar matrices de cuarto orden, que corresponde al orden que será utilizado posteriormente en la aplicación de localización acústica

ALGORITMO UTILIZADO

El algoritmo utilizado es el método de divisiones internas (IDM) descrito en [5]. Consiste en una metodología paralelizable para estimar el determinante de cualquier matriz de orden n , siempre que su primer elemento sea distinto de cero. El algoritmo es una generalización de la regla de Chio; en éste, se estima el determinante a partir de subdeterminantes de segundo orden fácilmente calculable y divisiones entre los elementos de la diagonal principal de la matriz. Se optó por implementar el algoritmo en forma secuencial para reducir el uso de área y minimizar el consumo de potencia. El algoritmo puede resumirse en siete pasos:

1. Aislar la primera fila y primera columna de la matriz. Estas se ignoran el siguiente paso:
2. Formar $(n-1)^2$ submatrices de segundo orden, combinando cada elemento de la matriz con el primer elemento de la matriz, el primer elemento de la fila correspondiente, y el primer elemento de la columna correspondiente
3. Calcular el determinante de cada submatriz de segundo orden.
4. Dividir cada subdeterminante de segundo orden entre el valor del primer elemento de la matriz para normalizarlas
5. Sobrecribir el valor de cada elemento de la matriz con el valor normalizado del subdeterminante obtenido
6. Repetir el proceso, tomando en cada iteración la matriz con un orden $(n-1)$ resultante al aislar una nueva fila y columna, hasta que el orden sea $n=2$

7. Multiplicar todos los elementos de la diagonal de la matriz

Este producto es el determinante de la matriz

REPRESENTACIÓN DE LA INFORMACIÓN

Debido a la precisión requerida por los cálculos de correlación en el algoritmo de localización acústica, se requiere el uso de representación de punto flotante para minimizar el ancho de palabra del sistema. Se implementó el uso del formato media precisión (16 bits), utilizando un bit oculto explícito para facilitar el diseño de la unidad FPU a utilizar. Se utilizan 5 bits para representación de exponente, y 10 bits para la representación de la mantisa, con el último bit reservado para indicar el signo, de la forma expresada en la figura 2:

Signo	Exponente	Mantisa
-------	-----------	---------

Figura 2. Representación en punto flotante de 16 bits utilizada. El bit oculto en forma explícita dentro de la mantisa del dato.

Este formato permite representar números entre cero y 2^{15} , con una resolución máxima de 2^{-15} .

UNIDAD DE PUNTO FLOTANTE

Se implementó una unidad de cálculo de multiplicación, división y suma en el formato de punto flotante descrito en la sección anterior. El módulo recibe una palabra de 16 bits como de entrada que se decodifica y separa en mantisa y exponente para realizar el cálculo. Se cuenta con una unidad normalizadora que se encarga de llevar a la mantisa de regreso al rango inicial luego del cálculo y ajustar el valor del exponente. La unidad cuenta con manejo de excepciones para desbordes de mantisa. Adicionalmente, los números subnormales se redondean hacia cero.

NORMALIZADOR

Se implementó un normalizador basado en un lead zero counter, que a su vez se basa en el algoritmo de encodificación de dos pasos descrito en [6]. Se genera

una representación onehot del valor en binario a normalizar, que luego se pasa a un segundo encodificador para determinar la cantidad de ceros al inicio de la palabra. El resultado se pasa a una unidad de corrimiento para realizar la normalización y se

ajusta el exponente por un valor equivalente a la cantidad de corrimientos realizados. La figura 3 muestra una representación ilustrativa de la implementación:

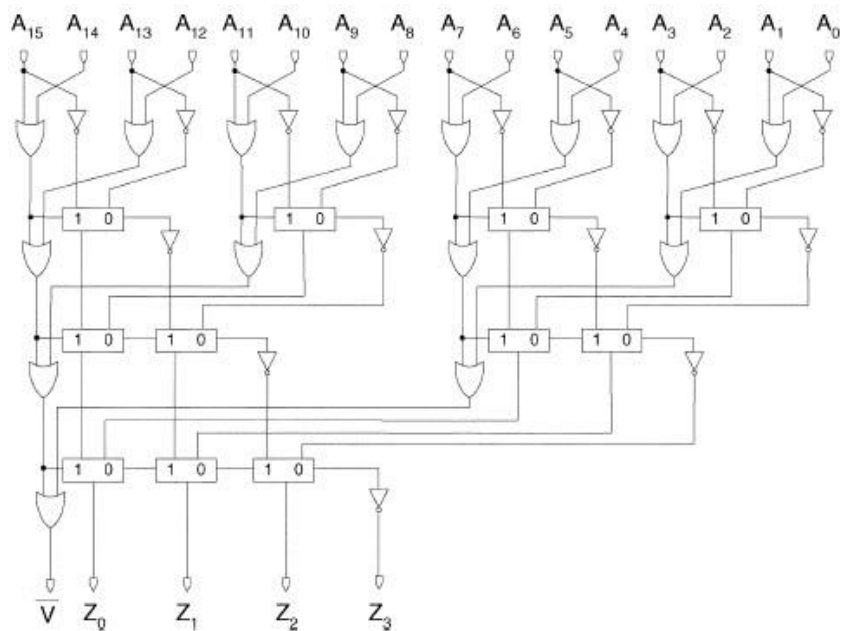


Figura 3. Esquema de lead zero counter con encodificación de dos pasos utilizado para normalizar los resultados de operaciones en punto flotante.

El normalizador se utiliza además para truncar en forma automática el resultado de la división a sus 16 bits más significativos.

ACCESO A MEMORIA

Debido a que es necesario almacenar los valores de la matriz de entrada para realizar el cálculo, se implementan n bancos de registros con ancho de 16 bits y n direcciones disponibles en cada uno. Cada banco de registros corresponde a una fila de la matriz, y cuenta con dos accesos de direccionamiento simultáneos. De esta forma, es posible direccionar a la vez el primer elemento de cada fila y un elemento adicional, lo cual permite leer cada ciclo los cuatro valores de cada submatriz de segundo orden requerida para el algoritmo IDM. El patrón de acceso se implementa únicamente con dos contadores de posición de fila y columna utilizando este método.

ENTRADA/SALIDA

Para facilitar el acceso a la información contenida en el bloque, así como la escritura al mismo, se utiliza un módulo que implementa el protocolo serial SPI como interfaz. Este módulo recibe datos de un maestro externo y automatiza el usuario el funcionamiento de la misma facilidad de uso.

El bloque cuenta con las siguientes entradas y salidas:

Tabla 2. Descripción de señales de entrada y salida del módulo

Señal	Designación	Notas
reset	input	N/A
SCLK	input	Reloj serial para SPI
MOSI	input	Entrada de datos
MISO	output	Salida de datos
Sync	output	Indicador de cálculo completo
Busy	output	Indicador de operación en proceso

DIAGRAMA DE BLOQUES

La figura 4 muestra un diagrama de bloques simplificado de la ruta de datos del sistema descrito.

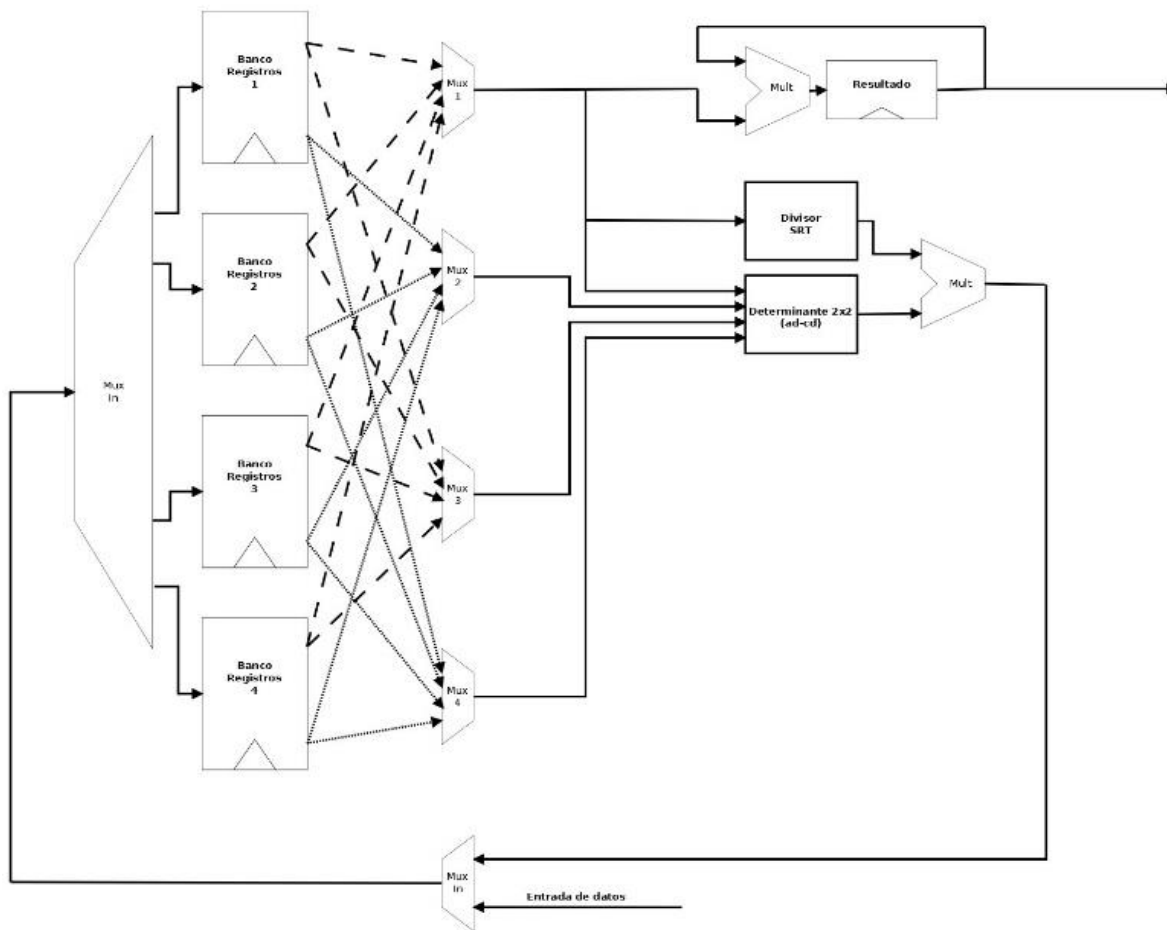


Figura 4. Diagrama de bloques simplificado del datapath de la unidad de cálculo de determinantes. Cada registro cuenta con dos direcciones de lectura para acceder a los datos requeridos por el algoritmo. El patrón de acceso a memoria se genera con dos contadores simples.

RESULTADOS

Para evaluar la validez del diseño para implementación física en el proceso CMOS de 130 nm, se sintetizó el diseño en una FPGA XC7A100T de la familia Artix 7 de Xilins. La tabla 3 presenta los resultados obtenidos.

La tabla 4 expone el resultado de la síntesis posterior para implementación física.

Tabla 3. Resumen de resultado de síntesis en FPGA XC7A100T

Temporizado	
Tiempo de ruta crítica (nS)	12, 231
Frecuencia máxima de operación (MHz)	81, 759
Potencia	
Potencia total (mW)	65, 13
Potencia dinámica (mW)	22, 69
Potencia estática (mW)	42, 44

Área	
Registros	483
LUTs	1742
I/O Blocks	7
Porcentaje utilizado de recursos	4 %

Tabla 4. Resumen de resultado de síntesis en Design Vision de Synopsys

Temporizado	
Tiempo de ruta crítica (nS)	9,67
Frecuencia máxima de operación (MHz)	103,41
Potencia	
Potencia total (mW)	0,8439
Potencia dinámica (mW)	0,8438
Potencia estática (mW)	$81,53 \times 10^{-6}$
Área	
(Todos los rubros se expresan con referencia al área de una compuerta NOR del proceso)	
Combinacional	57372,48
Secuencial	18106,56
I/O Pads	7
Área total	70128,00

En ambos casos, la ruta crítica encontrada por la herramienta corresponde al bloque normalizador. Se observa además un consumo de potencia significativamente más bajo en el bloque implementado con la biblioteca de fabricación. Las simulaciones con el archivo a nivel de compuesta generado post-síntesis muestran un error máximo de 2% con respecto al valor de determinante esperado.

CONCLUSIONES Y

RECOMENDACIONES

El documento actual presenta un prototipo funcional de una unidad de cálculo de determinante para matrices de cuarto orden, y permite estudiar el impacto de arquitecturas aritméticas específicas sobre el diseño. Se recomienda modificar la estructura del contador de ceros para reducir el retardo provocado por la ruta combinacional

sinetizada. De igual manera, puede estudiarse a futuro métodos alternativos de implementación de división tal como rádix-16 , cuyo tiempo de retardo puede ser menor al del módulo actual.

REFERENCIAS

- [1] P. Julián, M. Favio, P. Mandolesi, A. Andreou, S. Shamma, E. Nebot, A. Chacón. 3D Gigascale Integrated Circuits for Nonlinear Computation, Filter and Fusion with Applications in Industrial Field Robotics.
- [2] A. Chacon-Rodriguez, P. Julian, and F. Masson. Fast and low power integrated circuit for impulsive sound localization using kalman filter approach. Electronics Letters, 46:533–534, Abril 2010.
- [3] R. Cerdas. Selección de un algoritmo de localización acústica para su uso en aplicaciones de robótica industrial. Lic. thesis, Dept. Electron. Eng., Instituto Tecnológico de Costa Rica, Cartago, Costa Rica, 2012.
- [4] C.-L.Wey and C.-P.Wang. Design of a fast radix-4 SRT divider and its VLSI implementation. In IEEE Proc.-Comput. Digit. Tech., IEEE. 1999
- [5] M. P. Menezes, C. E. M. Pereira and L. M. Sato. IDM – A New Parallel Methodology to Calculate the Determinant of Matrices of the Order n , with Computational Complexity $O(n)$. In IEEE Latin America Transactions, vol. 10:1. 2012
- [6] M. S. Schmookler and K. J. Nowka, "Leading zero anticipation and detection: A comparison of methods," in Proc. 15th IEEE Symp. Comput., pp. 7–12 Arithmetic. 2001.

SINTETIZADOR DE RADIOFRECUENCIA PARA INSTRUMENTACIÓN CIENTÍFICA EN LA BANDA KU

Rodney Martínez Alonso

rodney@lacetel.cu

Abdel Martínez Alonso

Glauco Guillen Nieto

Aurora Fernández Bezanilla

Instituto de Investigación y Desarrollo de Telecomunicaciones; Cuba

RESUMEN

En el presente documento se presenta la tecnología de lazo de división fraccional DDS-PLL, enfatizando en la estructura del Sintetizador Digital Directo (DDS, siglas en inglés) y su funcionamiento en el lazo de división fraccional de un PLL (del inglés Phase-Locked Loop) con el objetivo de disminuir el nivel de ruido a la salida del lazo. Finalmente se detalla la aplicación en el diseño de un sintetizador de radiofrecuencia para instrumentación científica en la Banda KU.

INTRODUCCIÓN

Los cada vez más complejos y sofisticados sistemas electrónicos de telecomunicaciones necesitan test de comprobación y mantenimiento mucho más precisos. Las aplicaciones para sistemas de comunicaciones de radiofrecuencia requieren una alta precisión y rapidez de salto de frecuencia, así como un elevado Rango Dinámico Libre de Espurias (SFDR, por sus siglas en inglés) [1].

Los sintetizadores de radiofrecuencia son ampliamente utilizados en la realización de pruebas de comprobación y calibración de diferentes equipos, así como en la investigación y desarrollo de nuevos sistemas o en la innovación tecnológica, en esta rama.

Uno de los grandes problemas de ingeniería en las telecomunicaciones es lograr parámetros uniformes en todo el ancho de banda de trabajo de los sistemas electrónicos, los cuales no tienen una respuesta perfectamente plana. La solución a este problema ha

sido, generalmente, el empleo de técnicas de conmutación de circuitos y redes de compensación, lo cual incrementa considerablemente el costo por Hertz de ancho de banda. Con el desarrollo acelerado de la electrónica en los últimos años, particularmente de las técnicas y tecnologías DDS se ha logrado incrementar las prestaciones y reducir el costo del hardware.

En el caso específico de la instrumentación científica se requiere niveles de ruido muy bajos. Sin embargo los sintetizadores de radiofrecuencia comerciales tienen aún un costo elevado, mientras que resulta complejo encontrar una solución que se ajuste completamente a las necesidades de los diferentes experimentos y aplicaciones. Por ejemplo un sintetizador para instrumentación con más de 50dBc de SFDR en la banda satelital KU, puede costar más de 10000 USD. Si se realiza un estudio del listado de componentes de este tipo de equipamiento, el costo de hardware unido al costo del circuito impreso y fabricación, representa menos del 10%. Mientras que el "saber hacer" se encuentra alrededor del 90% del valor final del equipo. Estos datos son estimados a partir de la obtención de los listados de componentes y los precios de cada componente en comparación con los precios de venta de diferentes equipos.

INTRODUCCIÓN A LA TECNOLOGÍA DDS.

SÍNTESIS DIGITAL DIRECTA

La Síntesis Digital Directa de frecuencias, es por definición, la generación de una representación digital de la señal deseada, a partir de una única referencia de frecuencia fija y convertida mediante el empleo de un Conversor Digital a Analógico (DAC, siglas en inglés) en una señal analógica. [1] Es una técnica muy utilizada en la generación de señales, extendiéndose sus aplicaciones a disímiles sistemas de telecomunicaciones y bloques de procesamiento de datos.

Los DDS son utilizados en una amplia gama de aplicaciones. Estos proveen una atractiva alternativa a los sistemas basados en sintetizadores PLL analógicos, o complementan los mismos (sistemas híbridos PLL-DDS). [2]

La tecnología DDS ha evolucionado significativamente en los últimos años. En el ámbito comercial pueden encontrarse DDS con frecuencia de reloj de hasta 3.5GHz. Sin embargo, existen estudios publicados en IEEE que refieren aplicaciones DDS con frecuencia de Reloj de hasta 24GHz [3]. No obstante estas soluciones no se encuentran disponibles comercialmente. Hasta hace unos años una de las limitaciones de los DDS radicaba en el consumo de potencia respecto a otras tecnologías. Actualmente la eficiencia de potencia se encuentra en el rango de 0.065 W/GHz a 0.2175 W/GHz, en dependencia de la arquitectura y tecnología de fabricación. [4]

TEORÍA DE OPERACIÓN DEL DDS

El concepto de la tecnología DDS fue propuesto por primera vez en 1971 por J. Tierney. [5] Los DDS emplean una ROM a modo de tabla de búsqueda directa donde son almacenadas las muestras de una señal, un integrador digital o acumulador genera la información de fase que es utilizada para direccionar la ROM y obtener la forma de onda de salida deseada.

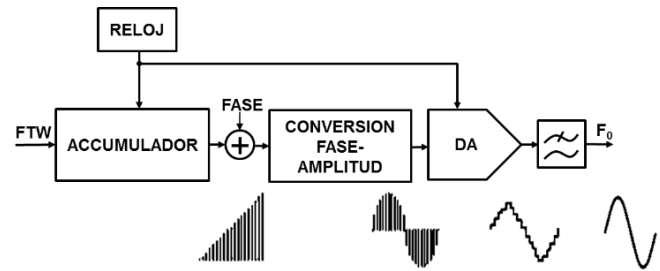


Figura 1. Arquitectura básica del DDS

Un DDS produce determinada forma de onda en dependencia de la señal que haya sido almacenada en la ROM. La frecuencia depende de dos variables: la referencia de reloj y el número digital programado en el registro de frecuencia. El número binario en el registro de frecuencia provee la entrada principal al acumulador de fase. Este genera un valor determinado de fase que será la dirección de la memoria ROM, en la cual se almacena el valor correspondiente de amplitud. El DAC convierte el número digital al correspondiente valor analógico de amplitud (voltaje). [1]

TÉCNICAS AVANZADAS

Si bien la arquitectura básica del DDS resulta muy ilustrativa desde el punto de vista conceptual, en la actualidad se emplean modelos optimizados y técnicas avanzadas de diseño que permiten alcanzar una mayor frecuencia de trabajo, menor área y mayor eficiencia.

Uno de los modelos optimizados para los DDS se basa en la conversión fase-amplitud analógica. En este caso la conversión de fase a amplitud se realiza en el dominio analógico, a partir de la conversión de una forma de onda triangular a una forma de onda sinusoidal. Entre las principales prestaciones que se logran con este modelo están la reducción del consumo de potencia y reducción del área del diseño, así como un incremento en la frecuencia de reloj debido a la eliminación de la tabla de búsqueda directa, uno de los elementos más lentos del diseño. Sin embargo, el nivel de ruido a la salida resulta mayor respecto a la arquitectura básica. [6]

Otra optimización del modelo básico propuesto por J. Tierney se basa en el empleo de un DAC no lineal. El DAC se encarga de convertir la información digital de fase directamente a una señal sinusoidal. A cada nivel de la salida del acumulador le corresponderá un nivel a la salida del DAC, no relacionado linealmente. Este modelo permite lograr una mayor frecuencia de trabajo sin las

desventajas del modelo de optimización mencionado anteriormente. No obstante la realización del DAC no lineal requiere el empleo de técnicas basadas en la asignación de pesos no binarios y no uniformes de modo que el layout resulta más complejo. [6]

LAZO PLL

Los PLL están conformados básicamente por un oscilador como señal de referencia, un detector de fase, un amplificador (típicamente de corriente), un filtro de lazo y un Oscilador Controlado por Voltaje (VCO, por sus siglas en inglés) [7].

La salida del comparador de fase entregará una corriente proporcional a la diferencia o error de fase entre las señales aplicadas en sus entradas. Las variaciones en la corriente de salida del comparador de fase producirán variaciones de voltaje en la entrada del VCO. Este valor de voltaje dependerá de la impedancia del filtro de lazo $Z(s)$. Generalmente la salida del VCO es dividida por un valor D antes de ser realimentada al comparador de fase, con el objetivo de obtener una señal cuya frecuencia sea D veces el valor de la frecuencia de la señal de referencia. [7]

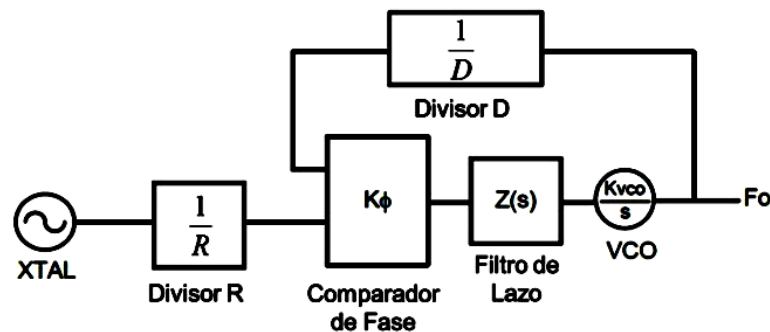


Figura 2. Laço PLL.

DIVISIÓN FRACCIONAL EN EL LAZO PLL.

Una de las mayores ventajas de los PLL reside en la mejora del ruido de fase del VCO. Para aprovechar esta potencialidad en frecuencias altas, la inserción de un divisor en el lazo de realimentación actúa como un multiplicador de la frecuencia de referencia. [8]

Para lograr diferentes valores de frecuencia se modifica la razón de división del lazo. Existen divisores programables de valor entero y fraccionales, los fraccionales comúnmente emplean técnicas de pre-escalado. Sin embargo, los pre-escaladores generan espurias a la salida del divisor fraccional produciendo un incremento del ruido de fase. [8]

La magnitud de las espurias generadas a la salida del pre-escalador típicamente presenta valores de -20dBc a -30dBc. Existen varios métodos para compensar el nivel de las espurias debido al error de fase; entre otros, se encuentran la compensación por inyección de corriente y la corrección sigma-delta. [8]

El método de compensación por inyección de corriente se basa en la introducción de un tren de pulsos de corriente al capacitor integrador del filtro de lazo. Este tren de pulsos de corriente tiene el mismo ancho pero signo contrario a la señal generada debido al error de fase. Este método es bastante preciso pero muy sensible a los cambios de temperatura. [8]

El método de corrección sigma-delta se basa en la eliminación de la periodicidad del error de fase. En este método se produce un desplazamiento de las componentes de frecuencia de la señal del error a frecuencias más altas, facilitando el filtrado de las mismas en el filtro de lazo pasa bajo [8]. No obstante existirá un compromiso entre el ruido y el ancho de banda.

EL DDS COMO DIVISOR FRACCIONAL DEL PLL.

El DDS pudiera ser una solución a la necesidad del empleo de un divisor de alta resolución y bajo nivel de ruido. En el estado del arte el SFDR de los DDS comerciales se encuentra entre 70dBc y 90dBc, mientras

que en algunas aplicaciones DDS reportadas se ha alcanzado más de 100dBc [3]. La profundidad del acumulador de fase puede llegar a los 48 bits, permitiendo una resolución de frecuencia del orden de 10^{-6} Hz.

El valor del divisor del lazo PLL dependerá de la relación entre la frecuencia de salida y de reloj del DDS. Este valor, a su vez, es dependiente del número de bits del acumulador y la palabra de frecuencia configurada en el mismo.

El DDS empleado como divisor fraccional en el lazo PLL, no presentará los corrimientos de fase por temperatura del divisor fraccional con compensación de corriente. Mientras que no existirá un compromiso entre el SFDR y el ancho de banda del lazo, como en el caso del divisor fraccional con corrección sigma-delta.

DISEÑO DE SINTETIZADORES DE RADIOFRECUENCIA BASADOS EN EL LAZO DE DIVISIÓN FRACCIONAL DDS-PLL

El diseño se basa en el esquema básico del lazo DDS-PLL que se muestra en la Figura 3.

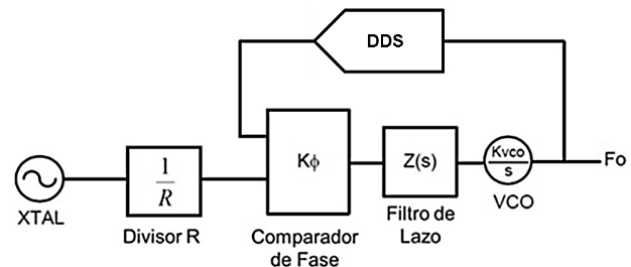


Figura 3. Lazo PLL empleando un DDS como divisor fraccional.

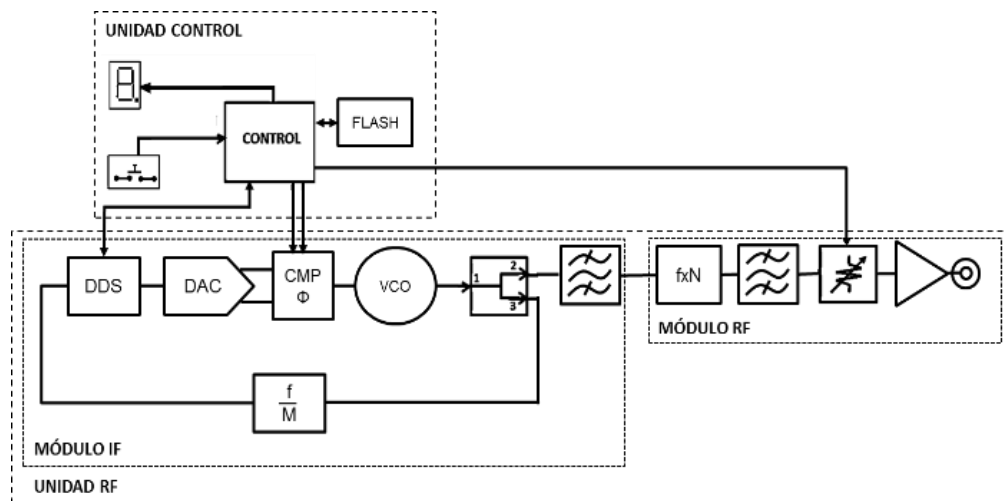


Figura 4. Diagrama de hardware del diseño.

En la Figura 4 se muestra un diagrama de hardware del diseño de sintetizador de radiofrecuencia implementado para la Banda KU de 11.7GHz a 12.7GHz, empleando la solución anteriormente descrita de lazo de división fraccional DDS-PLL. Además se incluyen otros circuitos necesarios para el control, interfaz con el usuario y acondicionamiento de la señal generada.

El diseño además incluye un módulo de control basado en un microcontrolador empotrado en un FPGA. Este módulo implementa una interfaz usuario (GUI, siglas en inglés), procesando datos de configuración cuya selección determina el usuario empleando un teclado de

4 teclas, mientras que en una pantalla LCD se muestra el menú de configuración. Este módulo además configura dispositivos programables del diseño como el DDS, el atenuador y genera la señal de referencia para el comparador de fase del PLL.

La selección de la plataforma de hardware para el sistema de control resulta en un típico problema de ingeniería en el cual se contraponen diferentes factores. Básicamente se tuvo en cuenta como posibles plataformas de hardware dos soluciones: Tecnología FPGA o Microcontrolador.

Uno de los elementos críticos para el sistema resulta el nivel de ruido. En aplicaciones de radiofrecuencia es necesario tener un control sobre el nivel de ruido radiado. En sentido general los FPGA son recomendados para este tipo de aplicaciones pues los bloques para procesamiento digital de señales, permiten realizar un filtrado más eficiente. Sin embargo para las operaciones secuenciales de la interfaz de usuario resulta más viable el empleo de un microcontrolador. Es posible con la tecnología FPGA actual disponer de microcontroladores empotrados en el FPGA. De esta forma la tecnología FPGA se convierte en la solución más factible, al disponer en el mismo integrado de los elementos de hardware necesarios para la implementación de algunas técnicas de procesamiento digital de señales y la

realización de operaciones secuenciales mediante el empleo de un microcontrolador empotrado. En este caso se emplea el dispositivo XC3S500E de Xilinx.

El sistema de control diseñado en el FPGA se basa en la arquitectura de los sistemas de microprocesadores. Se emplea un sistema de dos microcontroladores empotrados, cada uno encargado del control de un grupo determinado de periféricos. El diseño se concibió en dos capas, una Capa Física y una Capa Lógica. La Capa Física está conformada por un grupo de controladores hardware y la Capa Lógica por el software de los dos microcontroladores. En la Figura 5 se muestra el diagrama en bloques de la Unidad de Control.

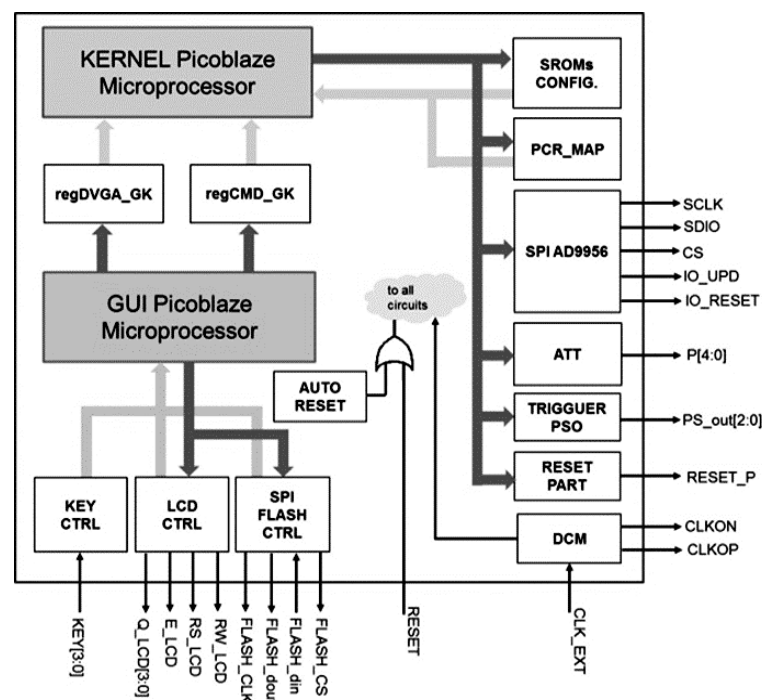


Figura 5. Diagrama del Sistema de Control

La Capa Lógica se encarga de las operaciones de control del sistema, empleando para su implementación la arquitectura de un sistema de microcontroladores teniendo en cuenta que la configuración del DDFS, el atenuador y la interacción con el usuario no son críticas en tiempo.

En la Capa Física se requieren elementos de hardware específicos, por ejemplo, para adaptar niveles de señal, acondicionar señales al estándar de línea o por

determinados requerimientos del diseño, como es el caso de la señal de referencia del PLL. También resulta necesario filtrar el ruido de radiofrecuencia que se introduce en algunos pines del FPGA, particularmente en el pin de control del barrido del DDS. Estas tareas como se ha explicado anteriormente, resulta más factibles de ser implementadas con estructuras de hardware dedicadas en lugar de un microcontrolador de propósito general.

En el Módulo IF se genera una señal de frecuencia intermedia con un VCO, a partir del voltaje de referencia de la salida del *charge pump* del PLL, y se filtran los armónicos no deseados con un filtro pasa banda. El modo de interconexión empleado permite variar la frecuencia de salida del Módulo IF variando la palabra de sintonización de frecuencia (FTW) con la cual se programe el DDS, el cual como se explicó anteriormente, funciona como un divisor programable en el lazo del PLL, de alta resolución y bajo SFDR. Se seleccionó para este diseño el AD9956 de Analog Devices, pues además del DDS incluye un comparador de fase, *charge pump*, y diferentes divisores programables, que facilitan la integración del diseño.

La señal de salida del VCO es variada en un rango límite de 2925MHz a 3175MHz. Con la configuración del DDS se determinan la frecuencia de salida, y en modos de barridos de frecuencia, el tiempo de salto y el espaciamiento en frecuencia entre portadoras. El divisor de potencia tiene la función de realimentar la señal del VCO al lazo PLL. El Divisor Entero de Frecuencia se utiliza para llevar la frecuencia intermedia (IF, siglas en inglés) a un valor permisible para el bloque DDS (de 1MHz a 2700MHz). En este caso es necesario utilizar un divisor por dos.

En el Módulo RF se aumenta la frecuencia al rango límite deseado de 11.7GHz a 12.7GHz mediante un multiplicador por cuatro. El multiplicador por cuatro además aumenta en cuatro veces el ancho de banda de salida respecto al ancho de banda de IF. El atenuador programable permite variar la potencia de salida del sistema. Los filtros tanto en el Módulo IF como en el Módulo RF se emplean para atenuar el nivel de las espurias.

El ajuste de los filtros pasa banda empleados a la entrada y salida del multiplicador de frecuencia resulta fundamental en el desempeño del sistema en cuanto al SFDR. Los voltajes de control de los filtros pasa banda permiten ajustar la frecuencia central (F_c), el ancho de banda (BW) y las pendientes. De modo que empleando un voltaje de referencia de alta estabilidad se puede realizar un ajuste fino de los filtros logrando el máximo desempeño en cuanto al SFDR a la salida del sistema.

Los voltajes de control se ajustaron de modo de obtener máxima planicidad y máxima potencia de salida en el ancho de banda de trabajo de cada filtro, buscando además obtener los mejores resultados de SFDR. En la Figura 6 se muestran los principales circuitos integrados empleados en el diseño.

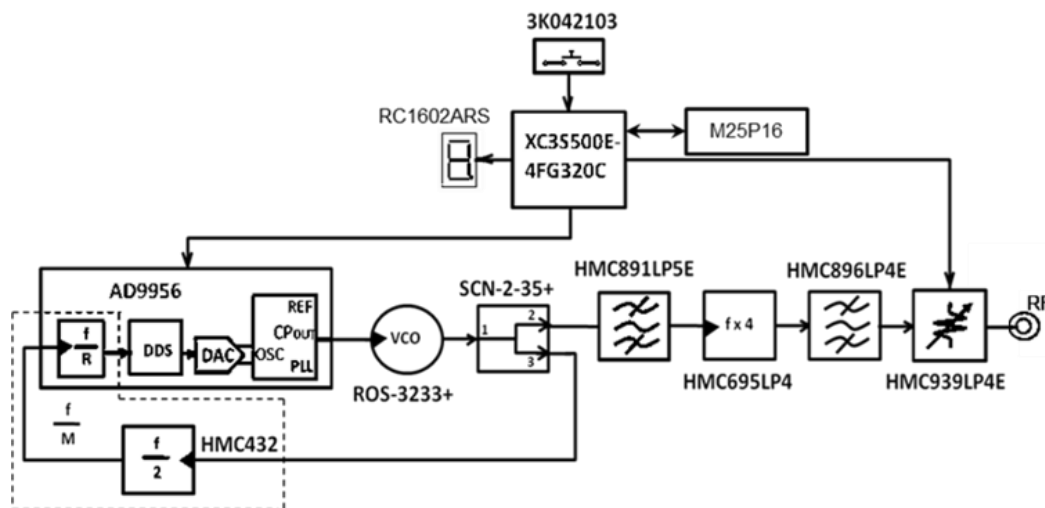


Figura 6. Principales circuitos integrados empleados.

RESULTADOS

El diseño fue comprobado tanto en condiciones de laboratorio como en pruebas de campo realizadas en ambientes reales operando con niveles de temperatura ambiente superior a 35°C. Las mediciones de frecuencia muestran una alta precisión, téngase en cuenta que en el lazo PLL la precisión de frecuencia dependerá básicamente de la referencia del lazo y no existirán corrimientos debido al divisor fraccional, pues se emplea un DDS en lugar de un pre-escalador. En este caso se seleccionó una referencia compensada en temperatura con una precisión de 1ppm, siendo la

desviación máxima de frecuencia de 13Hz a la salida del sistema. La desviación del VCO con la temperatura será compensada por el lazo PLL, el cual sigue la fase de la referencia, de modo que solo dependerá de la desviación de frecuencia de la misma. En el caso del oscilador empleado la desviación de la frecuencia con la temperatura es de 0.5ppm, siendo la desviación máxima de frecuencia con la temperatura de 6Hz.

También se realizaron mediciones de planicidad para diferentes configuraciones del atenuador programable, las cuales se muestran en la Figura 7.

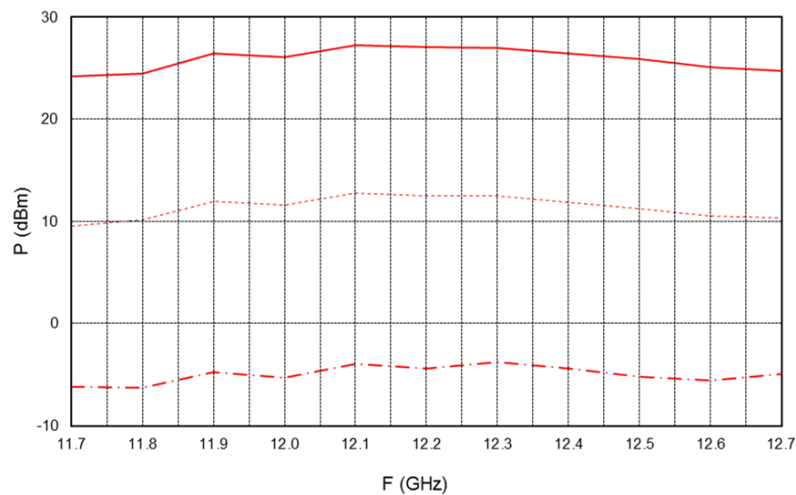


Figura 7. Planicidad para diferentes niveles de atenuación.

La salida del sistema tiene una planicidad de ± 1.5 dB. No obstante, el diseño del módulo de control realizado tiene la ventaja de permitir la implementación de un algoritmo en el software del microcontrolador capaz de aumentar la planicidad del sistema. Solución en la cual se trabaja actualmente.

Además de la planicidad se realizó la medición del nivel de potencia en función de la configuración del atenuador programable, mostrando una linealidad superior al 99.94% como se muestra en la Figura 8.

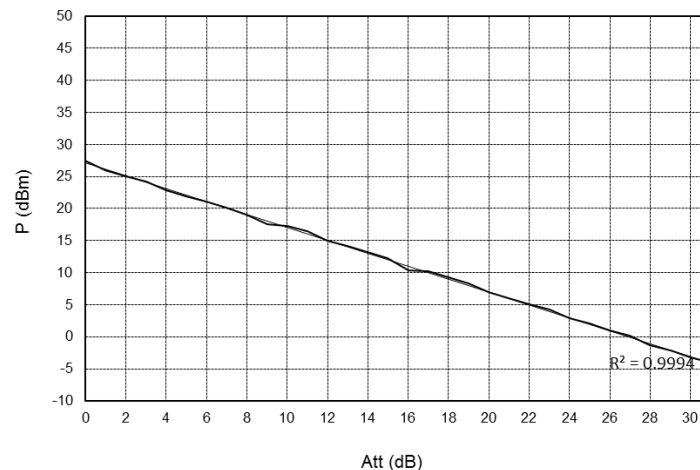


Figura 8. Linealidad de la salida del diseño en función de la configuración del atenuador.

En la Figura 9 se muestran las mediciones del SFDR de banda ancha, considerado hasta el armónico de mayor nivel (de segundo orden) respecto a la frecuencia de

salida del sistema mostraron un nivel superior a 60dBc. Mientras que para el armónico de mayor nivel respecto a la IF, el SFDR medido fue mayor que 65dBc.

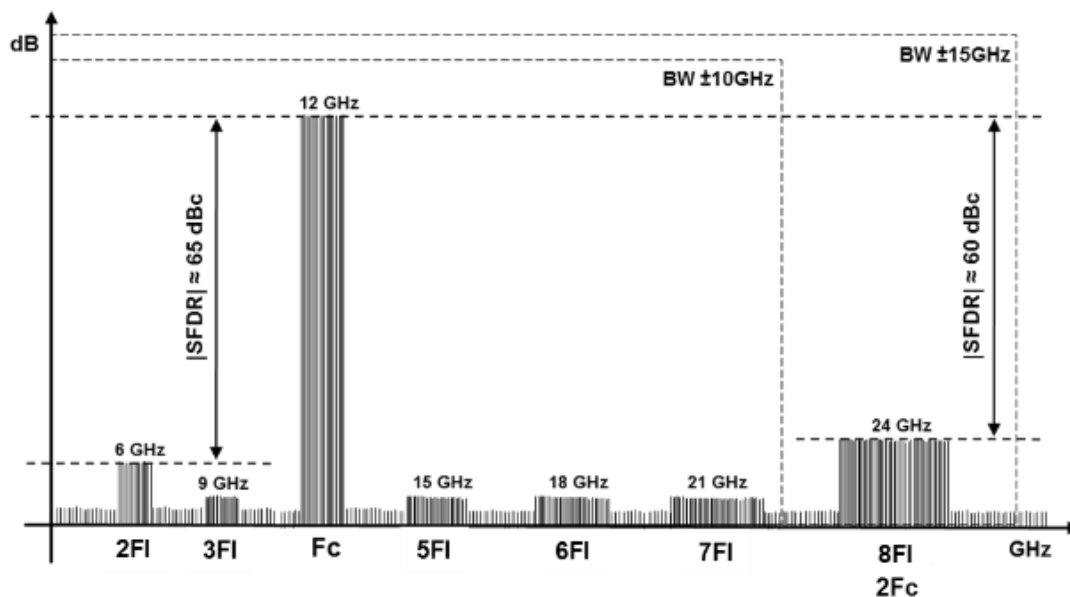


Figura 9. Resultados de las mediciones de SFDR.

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

En el caso de los parámetros de ruido alcanzados, tales como el SFDR, superan las aplicaciones comerciales estándares para instrumentación científica, llegando a valores similares a los sintetizadores empleados en satélites, estaciones terrenas y tecnología aeroespacial, por ejemplo el sintetizador multibanda MB-II-1k-1080 tiene un SFDR de 65dBc. Los resultados de diseño fueron comprobados empleando tarjetas de desarrollo de los principales circuitos integrados. Actualmente se trabaja en la fase de diseño del PCB/PCBA.

En cuanto al costo a partir de la obtención de los precios de los principales proveedores este se encuentra por debajo de los 1000 USD, incluyendo el costo de fabricación para una unidad. Este costo es inferior al equipamiento comercial disponible para la Banda KU de 11.7GHz a 12.7GHz.

REFERENCIAS

[1] Murphy, Eva. ADI. All About Direct Digital Synthesis. [En línea] Agosto de 2004. [Citado el: 26 de Agosto de 2009.] www.analog.com.

[2] Murphy, Eva. EETimes. DDS Applications. [En línea] 26 de Septiembre de 2005. [Citado el: 26 de Octubre de 2009.] www.eetimes.com.

[3] Turner, S.E. ROM-Based Direct Digital Synthesizer at 24 GHz Clock Frequency in InP DHBT Technology. s.l.: IEEE, 2008. 1531-1309.

[4] Martínez Alonso, Abdel. Report on the State of the Art of Direct Digital Frequency Synthesizer. Tokyo: Matsuzaka&Okada Lab, 2014.

[5] Tierney, J. A Direct Digital Synthesizer. IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, Vol. AU-19, No. 1, IEEE, 1971.

[6] Paul Horowitz, Winfield Hill. *The art of Electronics*. Cambridge : Cambridge Press, 1989. 0-521-37095-7.

[7] Banerjee, Dean. *PLL Performance, Simulation, and Design*. Indianapolis : Dog Ear Publishing, LLC, 2006. 978-1598581348.

[8] Juyon, J. *A low spurious level fractional-N frequency divider*. Gliwice : Mixdes, 2011.

VERIFICACIÓN DE ALGORITMOS DSP EN FPGA PARA ESPECTROMETRÍA GAMMA

*Lucio Jose Martinez Garbino
luciojmg@cae.cnea.gov.ar
Claudio Verrastro
Martin Belzunce*

Comisión Nacional de Energía Atómica; Argentina

RESUMEN

En el diseño y validación de algoritmos de procesamiento digital de señales para procesamiento de pulsos nucleares, tanto en procesadores DSP como en FPGA, es útil contar con una herramienta de alto nivel que facilite las tareas de diseño del algoritmo y que permita emular el comportamiento aritmético bit a bit. Esta última característica se vuelve aún más importante con FPGA donde el desarrollador es el responsable de dimensionar su propio ambiente aritmético. Para lograr este objetivo es crítico contar con señales de prueba representativas, lo cual, en muchos casos involucra gran parte del tiempo de desarrollo y en algunos casos el éxito de éste.

En el presente trabajo se expone una metodología de diseño en alto nivel mediante simulación para el desarrollo y validación de algoritmos DSP sobre FPGA especialmente para aplicaciones de espectroscopía de fotones Gamma, haciendo énfasis en el dimensionamiento y emulación aritmética. Este método permite modelar y validar algoritmos de procesamiento de pulsos nucleares mediante la simulación de la cadena de acondicionamiento de señal, de adquisición y de las condiciones físicas de la medición simulada. Finalmente, se valida la metodología propuesta mediante el estudio de distintos algoritmos de estimación de energía implementados en un procesador de pulsos nucleares basado en FPGA.

INTRODUCCIÓN

En el diseño con FPGA el método utilizado para realizar la validación de implementaciones se basa en Bancos de Prueba. Existen lenguajes de propósito específico para la Verificación Funcional como ser PSL (Lenguaje de Especificación de Propiedades) además de otras técnicas como por ejemplo cobertura de código y estudios analíticos. La verificación se lleva a cabo introduciendo señales de estímulo al sistema a ensayar y analizando las respuestas de éste, en forma gráfica (o mediante archivos). Esto resulta práctico para ciertos aspectos del diseño, sin embargo, esta metodología, si bien es útil para el testeo de lógica de control, en el caso de desarrollo de algoritmos matemáticos de procesamiento digital de señales se vuelve rápidamente inadecuada a medida que aumenta la complejidad del diseño. Las herramientas de simulación en Lenguajes de Descripción de Hardware (HDL) no están optimizadas para analizar algoritmos de este tipo. En este caso donde lo que se implementa es un algoritmo de procesamiento digital de señales, existen numerosos grados de libertad como por ejemplo los relacionados con el dominio aritmético, parámetros difíciles de dimensionar y verificar usando dicha metodología. En este sentido es necesario contar con herramientas de alto nivel, específicas para esta tarea, como ser: Matlab, Mathematica.

Una estrategia para abordar esta problemática es la utilización de Co-Simulación, por ejemplo Matlab mediante su herramienta Simulink permite utilizar este concepto [1,2]. Sin embargo, esta atractiva metodología no contempla importantes diferencias entre el modelo y el hardware real [3].

En el caso de aplicaciones para el ámbito nuclear donde las señales con que se trabaja son de tipo aleatorias, la modelización de las mismas necesita de técnicas estocásticas (Monte Carlo). Es por esto que en la generación de patrones de prueba es fundamental simular de manera representativa todas las variables aleatorias que caracterizan la señal, además del resto de la cadena de adquisición [4,5].

En el presente trabajo mostramos una metodología de diseño y verificación para sistemas de procesamiento digital de pulsos aplicados a espectrometría de fotones Gamma; poniendo especial énfasis en la generación de vectores de estímulo y su validación. Finalmente mostramos resultados obtenidos por simulación y su validación mediante mediciones realizadas con una placa propietaria basada en FPGA.

MATERIALES Y MÉTODOS

FLUJO DE TRABAJO

El diseño comienza con el desarrollo conceptual del algoritmo, ensayándolo con señales ideales, donde por ideales, nos referimos a señales sin ruido y determinísticas, por ejemplo, pulsos periódicos de amplitud constante. Esta primera aproximación se realiza sin límite de recursos como ser: número de muestras, número de coeficientes de los filtros, aritmética en punto flotante. Una vez logrado el comportamiento deseado bajo estas condiciones y de manera iterativa se procede a llevar la realización a un plano cada vez más cercano a las condiciones reales de medición.

El trabajo implica la interacción de dos herramientas: una de simulación matemática (Matlab) y otra de simulación de HDL (ModelSim). A continuación enumeramos los pasos a seguir

-Dentro de Matlab

1. Generación de señales ideales

2. Implementación del algoritmo
3. Prueba del algoritmo con las señales hasta alcanzar los requerimientos teóricos
4. Generación de señales ideales con la precisión de trabajo (ejemplo 10bits)
5. Luego se define la aritmética (utilizando objetos fixed-point de Matlab), número de muestras y otros parámetros.
6. Se ensaya la nueva implementación hasta alcanzar el comportamiento deseado en estas condiciones
7. Se generan nuevos vectores de prueba considerando la cadena de adquisición real (ruido, fluctuaciones estadísticas).
8. Con estas señales se ajustan los parámetros a fin de alcanzar las especificaciones bajo condiciones cuasi reales.

-Dentro de ModelSim

1. Se realiza la implementación en HDL adoptando los parámetros obtenidos anteriormente
2. Mediante un banco de prueba se ejercita la implementación mediante archivos de estímulos generados desde Matlab
3. Los resultados de este ensayo pasan a Matlab

Finalmente se comparan los resultados de Matlab y el banco de prueba modificando la implementación en HDL hasta alcanzar exactamente los mismos resultados bit a bit.

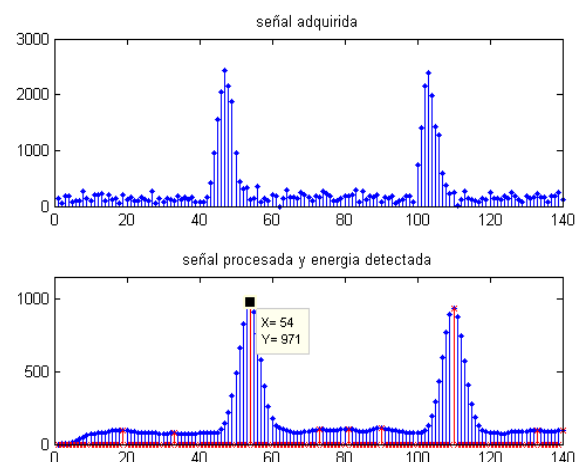


Figura 1: Matlab, señal adquirida, señal procesada y energía detectada

Las figuras 1 y 2 muestran parte de la señal adquirida (muestras del ADC) y la señal procesada mediante un filtro de correlación [6] junto con la energía detectada. Como se ve en los gráficos en ambos casos se detectó la misma energía en el mismo momento (pulso de reloj).

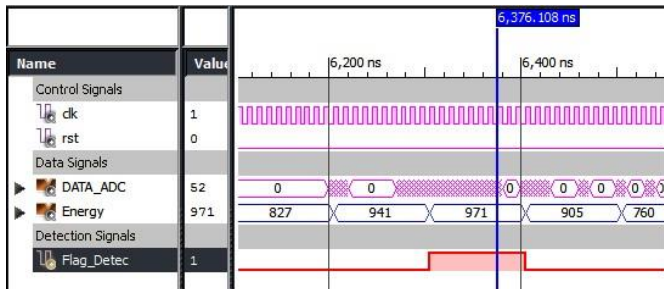


Figura 2: ModelSim, señal adquirida, señal procesada y energía detectada

GENERACIÓN DE PATRONES DE PRUEBA

La generación de las señales de test comienza con la especificación de un espectro de energía. El mismo puede ser un modelo matemático, el resultado de una medición o bien utilizar un simulador tipo GEANT4 [7] o GATE [8] para su generación teniendo en cuenta aspectos del fenómeno físico y geometría de la configuración de medición. La figura 3 muestra un espectro de energía de Cs137 (medido con un analizador multicanal propietario descrito más adelante) utilizado como entrada para la generación de vectores de estímulos.

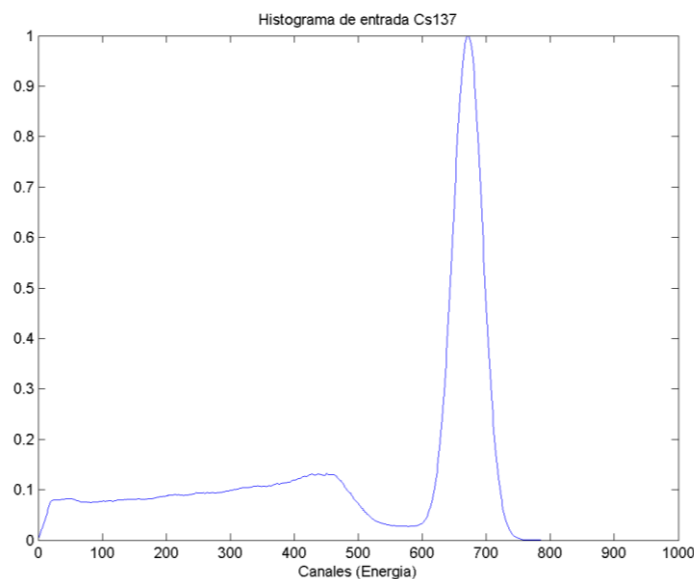


Figura 3: Espectro de energía de Cs137 obtenido con un detector de NaI

Luego se generan los eventos temporales los cuales tendrán una distribución de tipo Poisson, donde el parámetro a configurar es la tasa media de eventos λ . Adicionalmente se fija el tiempo total de simulación. Luego, asignando a los eventos de forma aleatoria una amplitud de acuerdo al espectro de energías ingresado y convolucionando esta señal con la respuesta del amplificador de conformación de pulso [9,10], obtendremos la simulación de la señal analógica (la resolución de la señal está en doble precisión para

simular el continuo de valores de amplitud), la cual finalmente será afectada con ruido para alcanzar una determinada relación señal a ruido que emula el ruido del canal de medición, así obtendremos la señal analógica. En la figura 4 se muestra un intervalo de esta señal antes y después de agregar el ruido.

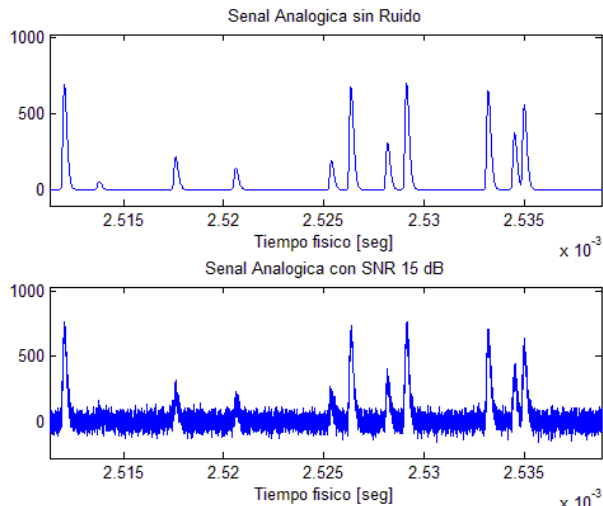


Figura 4: Señal analógica simulada según el espectro de entrada

La señal analógica simulada, tiene una resolución temporal mayor que la que tendrá la señal a adquirir. Esto permite modelar un efecto llamado "Condición de Fase" el cual es producto de que no existe sincronismo temporal entre el inicio de un pulso (evento Gamma) y la fase de las muestras tomadas. Esta mayor resolución temporal permite ver un mismo pulso desde distintas condiciones de fase.

A continuación se simula la adquisición en donde la señal analógica es cuantizada a la resolución de conversor analógico digital a utilizar y decimada en tiempo a la frecuencia de muestreo. De esta manera se genera la señal adquirida que es a la que se aplicaran los algoritmos, en nuestro caso, detección de pulso y estimación de energía.

-Pasos de generación de señales de prueba

1. Configuración de parámetros de sistema: espectro de energía, tasa de eventos, tiempo de simulación, resolución temporal de señal analógica, SNR, respuesta del amplificador de conformación.
2. Generación de los eventos Gamma
3. Asignación de amplitudes a los eventos
4. Cálculo de la respuesta de la cadena analógica a la señal de eventos

5. Contaminación de la señal con ruido
6. Cuantización de la señal a n bits de ADC
7. Decimación de la señal a frecuencia de muestreo

ALGORITMOS Y DIMENSIONAMIENTO ARITMÉTICO

Los algoritmos deben detectar la ocurrencia de un pulso (evento Gamma) y estimar su energía, que es proporcional a la amplitud o a su integral. Con dichas estimaciones se genera un histograma de energía que permite identificar o caracterizar el radioisótopo.

La detección se basa en la forma del pulso prefijada por el amplificador de conformación. La estimación de energía se realiza mediante filtros digitales. El criterio de diseño de los filtros típicamente es maximizar la resolución en la estimación de la energía, sin embargo, otra variable a maximizar es la tasa de pulsos que se pueden procesar para lo cual, es necesario acortar la duración del pulso. Ambas variables son antagónicas, dependiendo de la aplicación el punto de equilibrio. Todo esto, teniendo en cuenta el ruido electrónico y las fluctuaciones estadísticas intrínsecas de la señal, conforman la principal tarea en el diseño de los algoritmos y sus parámetros.

La figura 5 muestra una comparación de resolución (medida en ancho a mitad de altura del fotopico) por canal del espectro de energía para dos procesamiento de pulsos distintos. El primero (Suma12) un promedio móvil de 12 muestras y el segundo (Muestra máxima) una interpolación del pico de pulso mediante sus muestras. En la figura se ve como el primer algoritmo es superior en resolución en todo el espectro de energía.

Otro tipo de procesamiento ampliamente utilizado en espectrometría Gamma es la deconvolución (filtro inverso a la respuesta del sistema). Con este tipo de filtro se consigue aumentar la tasa de eventos que es posible procesar sin solapamiento debido a que acorta el tiempo de duración de pulsos. En la figura 6 se muestran resultados de este procesamiento

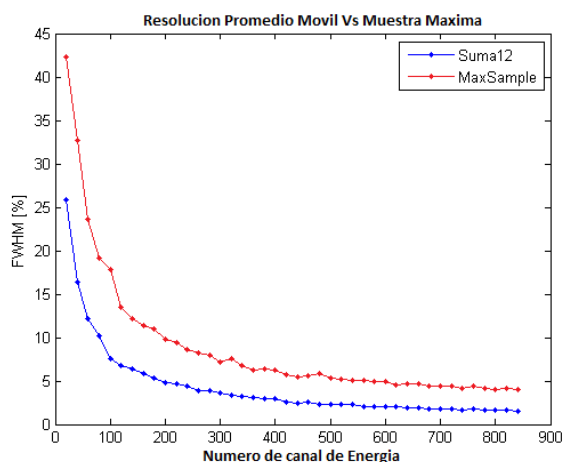


Figura 5: Comparación en resolución de energía

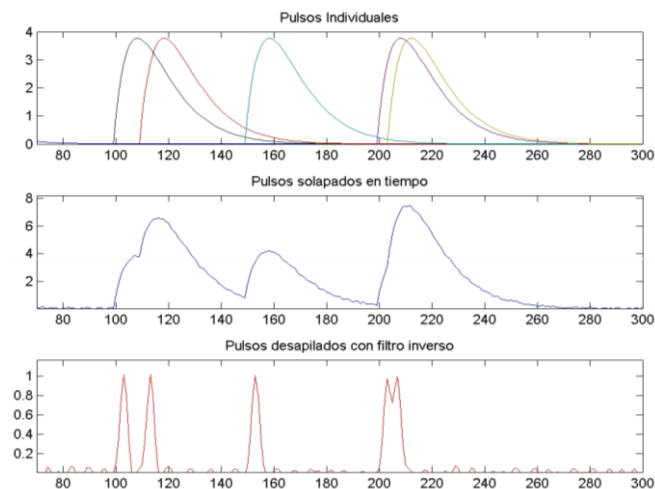


Figura 6. Procesamiento con filtro inverso

MEDICIÓN DEL IMPACTO DE LA ELECTRÓNICA EN LA RESOLUCIÓN

En una cadena de medición de espectrometría Gamma, la resolución depende de numerosos factores, que interrelacionados dan la resolución final. Existen distintos pesos de éstos en la resolución. Un dado detector impone un límite físico a la resolución. Desde el punto de vista del resto de la cadena de medición el detector marca un límite teórico, el cual obtendríamos con electrónica perfecta. Es decir que la pérdida de resolución por arriba de este límite es responsabilidad del resto de la cadena. Por lo tanto esto permite discriminar esta situación y determinar el grado de responsabilidad de cada factor de la cadena de medición a fin de ajustar donde sea posible o tenga mayor impacto en la mejora. Este análisis permite detectar las características sensibles de la cadena, por ejemplo la frecuencia de muestreo y número de bits del ADC.

DETECTOR Y HARDWARE MODELADO

El instrumento modelado [11,12] está constituido por un cristal centellador 2M2 de NaI(Tl), sobre el cual se encuentra montado el tubo fotomultiplicador (PMT). La señal de salida del PMT es acondicionada por el Preamplificador Conformador de Pulsos y digitalizada mediante un ADC de 10 bits operando a 40 MHz. El procesamiento es realizado en una FPGA de la familia Spartan3 de Xilinx. El sistema cuenta con un canal de

comunicación serie para ser conectado a una PC mediante un protocolo basado en MODBUS. La figura 7 muestra el sistema de detección y procesamiento.

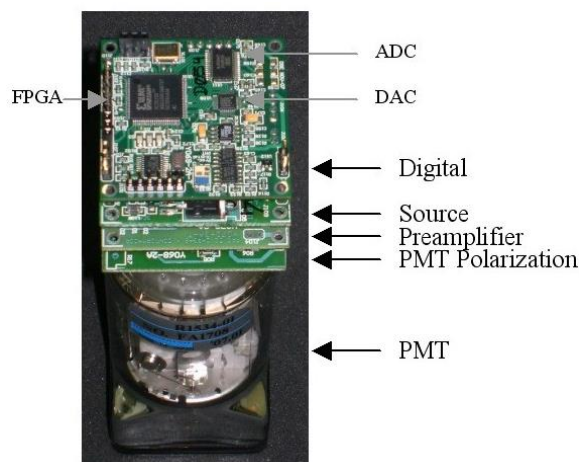


Figura 7: Instrumento modelado

RESULTADOS

Para validar los modelos simulados, el primer paso es contrastar los estímulos generados por simulación con una medición real. Para esto se tomaron pulsos adquiridos con el hardware descrito y se compararon con pulsos simulados. En la figura 8 se muestran superpuestos un pulso real y un pulso simulado.

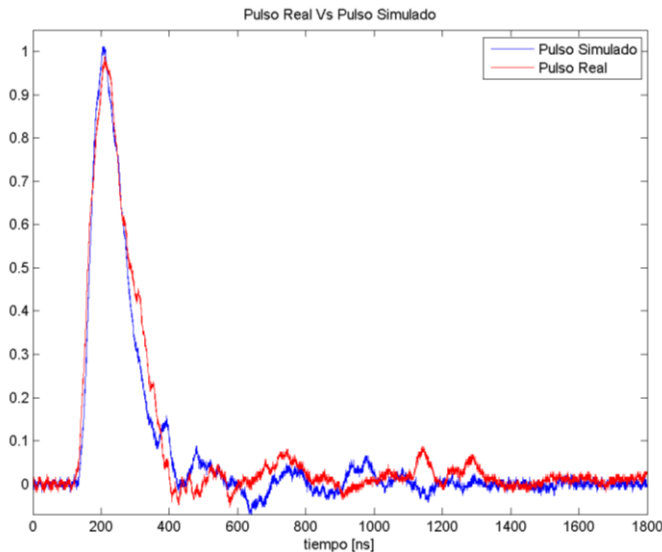


Figura 8: Pulso medido Vs pulso simulado

Los modelos utilizados en Matlab para simular el sistema de procesamiento se validaron haciendo que, para los mismos estímulos de entrada los resultados arrojados por el modelo sean iguales *bit a bit* a los obtenidos mediante la simulación del código en VHDL. Las figuras 1 y 2 muestran esta situación en una región acotada de la simulación.

La simulación del sistema completo se validó mediante una medición real y una simulación recreando los parámetros de dicha medición. La figura 9 muestra la superposición de la medición y la simulación del sistema completo.

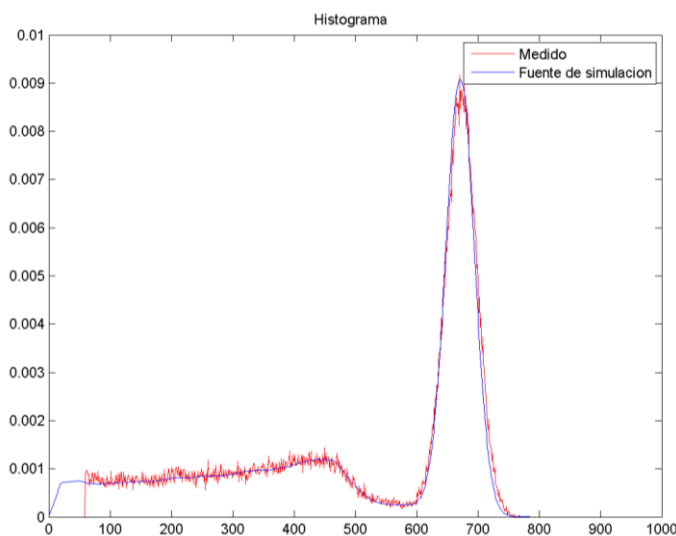


Figura 9: Espectro de energía medido Vs simulado

CONCLUSIONES

El sistema de procesamiento presentado en la sección 2.5 fue desarrollado dentro del proyecto AR-PET [11,12] y ha sido adaptado a múltiples aplicaciones de espectrometría, con diferentes detectores, cadenas de acondicionamiento de señal y fundamentalmente con diferentes requerimientos de resolución de energía y tasa de eventos. En estos casos el único cambio necesario fue el tipo de procesamiento de señal. La metodología de trabajo expuesta permite experimentar con distintos algoritmos de procesamiento y acortar significativamente el tiempo de desarrollo y adaptación del equipo para las distintas condiciones de aplicación.

Desde el punto de vista del diseño, esta metodología permite resolver en alto nivel y de manera temprana el dimensionamiento de todo el conjunto aritmético. Si bien en el presente trabajo no se estudia la optimización desde la perspectiva de arquitectura de FPGA, los parámetros que se dimensionan en esta etapa impactan en la realización final, por ejemplo, este es el caso de la precisión a utilizar donde un sobredimensionamiento repercutirá en una ocupación mayor de los recursos de interconexión impactando esto en la velocidad de operación.

Un aspecto fundamental de la metodología es que facilita la validación de las implementaciones y la comparación del desempeño de distintos algoritmos. Actualmente la simulación de sistemas, es de uso corriente y en el ámbito Nuclear es determinante, por lo cual, hay disponibles un gran número de herramientas. Sin embargo, existe un vacío entre la simulación de los fenómenos físicos involucrados y la simulación del procesamiento mediante instrumentos electrónicos de dichos fenómenos. El método de trabajo expuesto y las herramientas que se generan (simulador) en su aplicación ayudan a conectar los distintos dominios del diseño de equipos de instrumentación nuclear.

REFERENCIAS

- [1] N. Bhagyalakshmi, K. Rekha, K.Nataraj. "System Level Tools for Designing FIR Filter on FPGA ". International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 3, Issue 2, February 2014.

- [2] R. Turney, C. Dick, D. Parlour, J. Hwang. *"Modeling and Implementation of DSP FPGA Solutions"*. International Conference on Signal Processing Applications and Technology, ICSPAT'99, Orlando, 1999.
- [3] S. Mittal, S. Gupta, S. Dasgupta. *"System Generator: The State-of-art FPGA Design tool for DSP Applications"*. Third International Innovative Conference On Embedded Systems, Mobile Communication And Computing, India, 2008.
- [4] A. Thon, K. Fiedler, T. Frach, W. Rütten, T. Solf. *"Exact Modeling of Analog Pulses for PET Detector Modules"*. Nuclear Science Symposium Conference Record, 2003.
- [5] L. Martínez Garbino, E. Venialgo, D. Estryk, C. Verrastro, M. Belzunce. *"A Pulse Modeling Tool for PET Scanners"*. IEEE Nuclear Science Symposium & Medical Imaging Conference, Seattle, EEUU, 2014. Accepted.
- [6] M Faisal et al., "A correlation-based pulse detection technique for gamma-ray/neutron detectors". Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A. Vol 652: 479-482, 2011/10/1
- [7] J. Allison et al., *"Geant4—a simulation toolkit"*, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A, vol. 506, no. 3, pp. 250-303, Julio 2003.
- [8] S. Jan, G. Santin, D. Strul et al, "GATE: a simulation toolkit for PET and SPECT," Phys. Med. Biol., Vol. 49, pp. 4543-4561, 2004.
- [9] Glenn F. Knoll, *"Radiation Detection and Deasurement"*. Cuarta edición, Capítulo 17.
- [10] P.W. Nicholson, *"Nuclear Electronics"*. Año 1974.
- [11] Estryk, D.S. et al., *"FPGA hierarchical architecture for a Positron Emission Tomography Scanner"*, VI Southern Programmable Logic Conference, 2010.
- [12] D. Estryk, G. Rios, C. Verrastro, *"FPGA Neural Networks Implementation for Nuclear Pulses Parameter Estimation"*, IEEE 10.1109/SPL.2007.371716, PP: 7-12.

RED DE SENSORES INALÁMBRICOS PARA MONITOREO AMBIENTAL CON ACCESO A INTERNET VÍA GPRS

Ing. Leonardo Montero Flores
leomontero2004@yahoo.com.ar
Ing. Carlos Dell'Aquila(*)
Ing. Cristian Sisterna

Instituto de Investigaciones Antisísmicas; Argentina

RESUMEN:

Se describe la implementación de una red de sensores inalámbricos para monitoreo ambiental con posibilidad de acceso a Internet vía módem GSM/GPRS. La red está diseñada para minimizar los costos con el objeto de desplegar sensores en topología malla en gran número en zonas extensas.

PALABRAS CLAVE: WSN, RF, GPRS, Microcontrolador, Fibra Óptica, Memoria SD.

INTRODUCCIÓN

La importancia y volumen de aplicaciones que hacen uso de redes de sensores inalámbricos para el monitoreo de variables ambientales está en franco aumento en los últimos años. En este tipo de redes, denominadas WSN (*Wireless Sensor Network*) [1], son muy importantes factores tales como disminución del consumo energético, escalabilidad, robustez frente a pérdida de parte de la red y bajo costo de los nodos que la constituyen.

En este sentido, el presente trabajo describe la implementación de una red de sensores inalámbricos de bajo costo con la capacidad de acceso a Internet vía módem GSM/GPRS. La red está compuesta por dos clases de nodos: nodos sensores con transceptores RF de bajo costo y nodo coordinador de red RF con módulo GSM/GPRS incorporado.

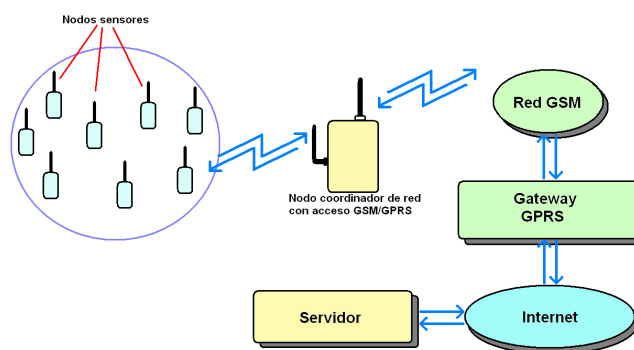


Figura. 1.- Esquema del sistema

Los sensores utilizados para el monitoreo ambiental pueden ser de distinta naturaleza, como sensores de humedad, temperatura, presión atmosférica, contaminantes ambientales, contaminación lumínica o sonora, vibraciones, etc. Para el testeo de la red implementada se han hecho uso de sensores de temperatura y sensores de vibración basados en acelerómetro.

DESCRIPCIÓN DE LOS NODOS DE LA RED

NODO SENSOR CON TRANSCCEPTOR RF:

Constituido por un sensor de variable ambiental que cuenta con la capacidad de transmitir los datos capturados en forma inalámbrica a través de un módulo transceptor RF. Este nodo está diseñado para ser económico ya que se pretende su utilización en gran número en topologías *mesh* o malla. También es robusto debido a que en operación normal estará

expuesto a elementos ambientales adversos como lluvia, viento, radiación solar, etc. Además, su consumo de energía ha sido optimizado para ser alimentado con baterías económicas y fácilmente asequibles en cualquier región.



Figura. 2. Módulo nRF24L01

El nodo está formado por el elemento sensor; un transceptor RF de altas prestaciones y económico, el módulo nRF24L01 [2]; un módulo de control en base a microcontrolador de la línea de 8 bits MC9S08JM32 [3] y la o las baterías o pilas pertinentes. Este conjunto de componentes se aloja en un gabinete diseñado teniendo en cuenta la variable a medir y el medio ambiente en que estará en operación, de modo tal que este gabinete puede estar construido en metal, como aluminio alloy, polímeros resistentes a fluidos corrosivos, etc.

En la siguiente figura puede apreciarse una implementación del nodo sensor con gabinete de aluminio. Este modelo ha sido utilizado para medición de vibraciones sísmicas en edificios, como se explicará en un apartado posterior.



Figura. 3. Nodo Sensor con gabinete reforzado

Nodo GSM/GPRS Y COORDINADOR RED RF:

Este nodo está destinado a la coordinación de la red de sensores RF, solicitar la toma de muestras de cada nodo sensor, recibir los datos enviados por estos nodos, procesarlos de alguna forma y transmitirlos a un servidor remoto de Internet mediante el uso de la red de datos GPRS.

El nodo está compuesto por un módulo RF nRF24L01 encargado de enviar y recibir datos de los nodos sensores; este módulo de radiofrecuencia puede contar una antena impresa en la misma placa PCB del módulo o contar con una antena externa y amplificador de RF incorporado dependiendo de las condiciones en donde habrá de desplegarse la red.

También está constituido por un módem GSM/GPRS con la capacidad de conectarse a Internet en forma inalámbrica. El módulo para esta función es el módulo Quectel M95 [4], que cuenta con pila de protocolos TCP/IP, UDP/IP, HTTP y FTP integradas, y que puede configurarse y controlarse mediante comandos AT por interface serial. Este módulo incluye un chip telefónico SIM y una antena externa con conector SMA.

Además el nodo cuenta con un módulo de control basado en microcontrolador de la línea de 8 bits MC9S08JM60 [3], así como una memoria del tipo SD de hasta 2GB que permite almacenar localmente largas series de valores de variables ambientales durante el funcionamiento normal del sistema.

Este módulo de control, mostrado en la figura 4, ha sido dotado también de diversos periféricos, como pulsadores, leds, puerto USB, puerto de programación e interface por fibra óptica de plástico [5], con el fin de que también pueda ser utilizado como sistema de desarrollo y como sistema de adquisición de datos autónomo.

La interface por fibra óptica de plástico es sumamente útil en aplicaciones industriales donde deben colectarse datos en ambientes con riesgo de explosión o expuestos a interferencia electromagnética. Esta interface está compuesta por módulos de fibra óptica de bajo costo [6], atendiendo a la premisa general del sistema de minimizar los costos para una adopción masiva.

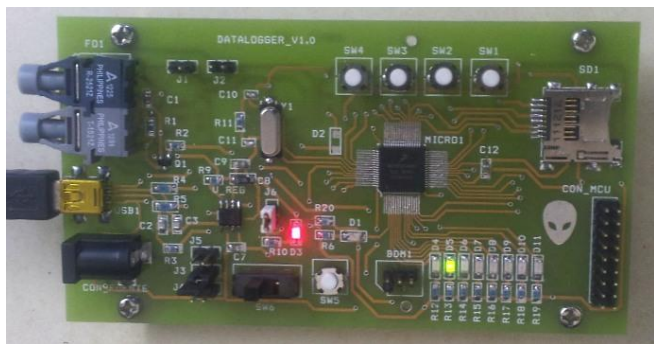


Figura. 4. Módulo de control

Como fuente de alimentación para este nodo se cuenta con una batería de alto rendimiento y con una buena relación peso/carga, del tipo Litio-Ion con más de 4000 mAh. Y para realizar la carga de la misma se ha incluido en el módulo de control de un circuito de carga que respeta el perfil de carga exigido para este tipo de baterías. La carga de la batería puede provenir de una fuente externa o a través del puerto USB incorporado en el módulo.

El módulo de control del nodo GSM/GPRS incluye un puerto de programación que permite reprogramar el comportamiento del sistema. Esto brinda la posibilidad de utilizar el módulo como un sistema de desarrollo y como un sistema de adquisición de datos autónomo sin la necesidad de la conexión del módulo RF o el módulo GSM/GPRS.

El sistema ha sido diseñado teniendo en cuenta la minimización de costos, y para el modelo prototipo se ha logrado la fabricación del nodo sensor por un costo aproximado de 20 dólares, incluyendo el gabinete reforzado construido en aluminio; mientras que el nodo coordinador se realizó con un costo que ronda los 45 dólares; como ya se dijo, este nodo cuenta con un módulo de transmisión GSM/GPRS.

FABRICACIÓN DE PLACAS DE CIRCUITO IMPRESO

El desarrollo de la red de sensores inalámbricos contempla la fabricación de las placas de circuito impreso para los módulos de control y para el módulo GSM/GPRS.

Con el objeto de lograr un dispositivo robusto y compacto se utilizan sólo componentes de montaje superficial (SMD por sus siglas en inglés), en encapsulados como PLCC, QFP, QFN, SOT, MSOP y SOIC para circuitos integrados, y SMD1206, 0805 y 0603 para componentes pasivos como resistencias, capacitores e inductancias.

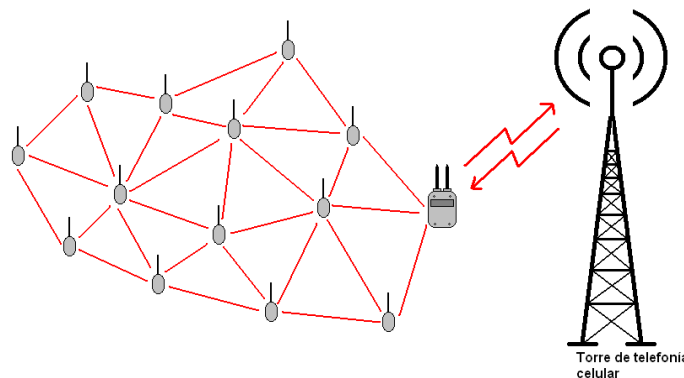


Figura. 5. Topología de red en malla

Las placas de circuito impreso se realizan mediante método fotográfico a doble faz en placa PCB de fibra de vidrio. La técnica utilizada para la obtención de las placas de circuito impreso, sumada a la calidad de los materiales fotosensibles y a la experiencia del equipo del laboratorio encargado de esta tarea permiten obtener resultados óptimos en circuitos con pistas de hasta 0,27 mm de ancho, lo que posibilita el diseño y fabricación de placas de circuito impreso para la mayor parte de encapsulados de montaje superficial obtenibles en el mercado actual.

TOPOLOGÍA DE RED

La topología pensada para la red de sensores inalámbricos es la topología en malla [7] o más conocida como redes *mesh*, del inglés. En este tipo de redes cada nodo está en posibilidad de comunicarse con cualquier otro permitiendo el envío de información por distintos caminos. Esto es sumamente útil en el caso de destrucción o pérdida de parte de la red.

Para lograr este funcionamiento, que se describe gráficamente en la figura 5, cada nodo sensor cuenta con una pila de software que permite que actúe como ruteador de la red, retransmitiendo los datos provenientes de cualquier otro sensor.

Todos los datos ambientales capturados son encaminados hacia el nodo coordinador de red con acceso GSM/GPRS, donde son almacenados y posteriormente enviados a un servidor remoto.

PROCESAMIENTO DE LOS DATOS EN SERVIDOR REMOTO

Los datos de monitoreo ambiental provenientes de la red de sensores inalámbricos se envían vía GSM/GPRS a

un servidor remoto en la forma de archivos de datos con extensión CSV (*Comma Separated Values* o Valores Separados por Comas). Una vez almacenados en el servidor se procede automáticamente a cargar estos datos en tablas de una base de datos MySQL.

Para visualizar o analizar los datos cargados en la base de datos se utilizan *scripts* programados en lenguaje PHP que se encargan de generar páginas web dinámicas con tablas, resultados de procesamiento sobre los datos y gráficas como la observable en la figura 6.

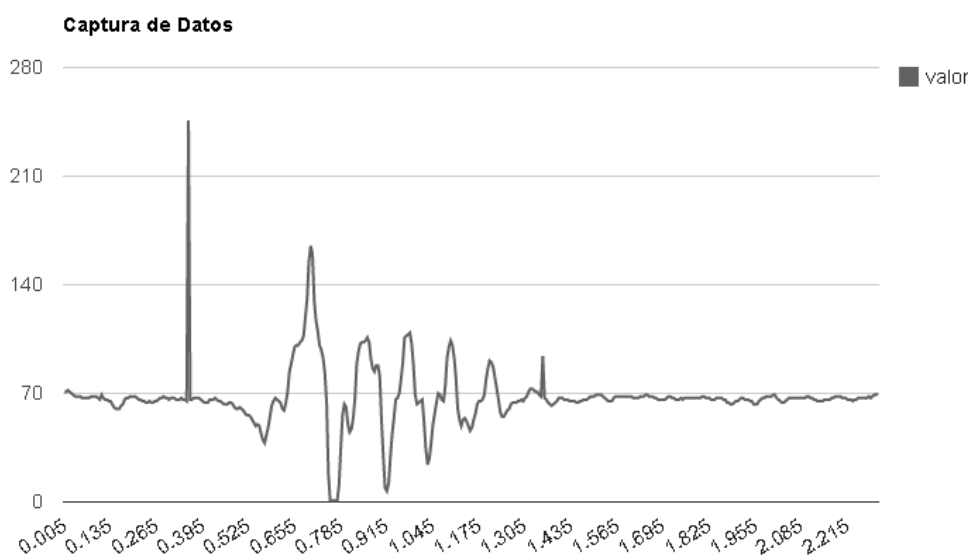


Figura. 6. Gráfica dinámica en servidor web

APLICACIÓN DE ADQUISICIÓN DE DATOS EN TIEMPO REAL

El módulo GSM/GPRS utilizado cuenta con pilas de software para su uso en redes de paquetes de datos tales como TCP/IP y UDP/IP. El protocolo UDP/IP es muy útil en aplicaciones de transmisión de datos en tiempo real como streaming de audio y video. Para la red de sensores descrita en este trabajo se ha utilizado el protocolo UDP/IP para la recepción en tiempo real de datos provenientes de sensores de aceleración, de uso en estudio y detección de eventos sísmicos.

Para esta aplicación, un cierto número de nodos sensores como el mostrado en la figura 3 fueron dispuestos en distintos puntos de un edificio, fijados firmemente a la estructura mediante anclaje con tornillos. Y el objeto del sistema fue recibir información relativa a las vibraciones a las que estaba sometido el edificio en cada de los puntos monitoreados en forma inalámbrica. Los datos recibidos por el nodo coordinador se grafican en tiempo real.

La figura 7 permite observar una gráfica de aceleración en los tres ejes coordenados obtenida en tiempo real desde sensores de la red inalámbrica.

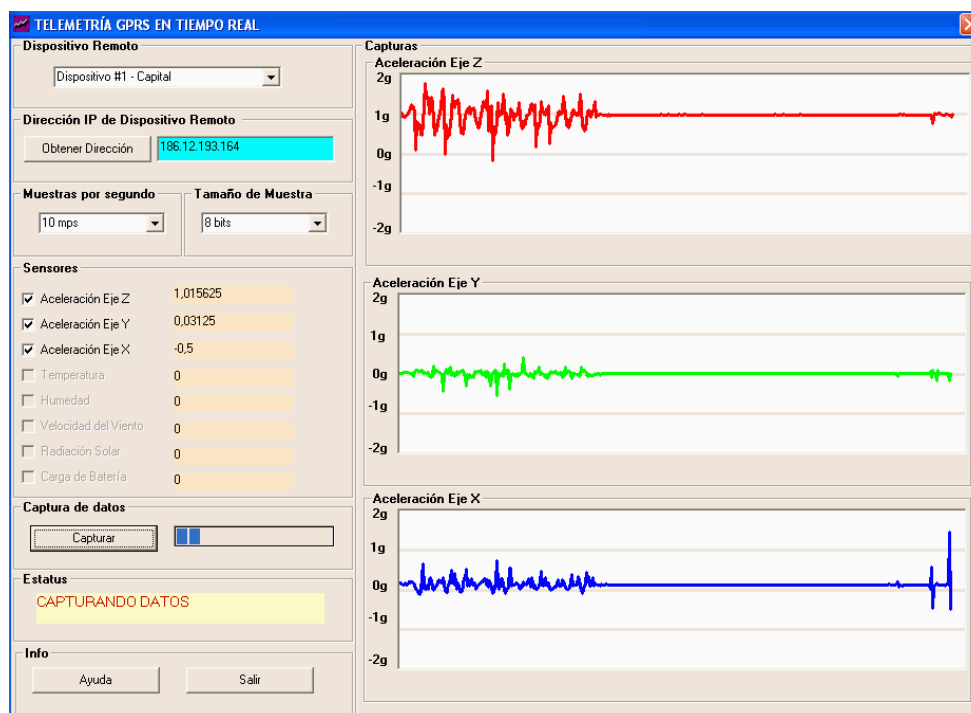


Figura. 7. Captura de pantalla datos en tiempo real

CONSUMO Y DISTANCIA DE TRANSMISIÓN

Las pruebas realizadas con el sistema arrojaron una distancia de transmisión máxima de aproximadamente 800 mts a campo abierto y 200 mts en interiores, a una tasa de transmisión de 250 kbps. Mientras que el consumo en modo transmisión o recepción ronda los 18 mA.

En modo de espera, o stand by, el sistema acusa un consumo aproximado de 20 μ A.

PERSPECTIVA

Es de esperar que el presente trabajo permita acrecentar e incentivar la adopción de redes de sensores inalámbricos de bajo costo en América Latina tanto en ambientes académicos como comerciales, ya que el escenario a nivel mundial en un futuro cercano traerá muchos retos para lograr un crecimiento industrial y

productivo sustentable, donde sea respetado el medio ambiente natural y en el que el monitoreo extensivo de contaminación de recursos hídricos y atmosféricos y la amenaza para flora y fauna autóctonos cumplirá un rol predominante.

REFERENCIAS

- [1] Suraiya Tarannum, "Wireless Sensor Networks", InTech, 2011
- [2] Nordic, hoja de datos "nRF24L01 Single Chip 2.4GHz Transceiver", 2008
- [3] Freescale, hoja de datos "MC9S08JM32/60", HCS08 Microcontrollers, 2009
- [4] Quectel, hoja de datos "M95 Cellular Engine", 2012.
- [5] A. Weiner, "Plastic Fiber Optics", Siemens, 2003
- [6] Avago, hoja de datos "HFBR-0500Z Series", 2011
- [7] Nobuo Funabiki, "Wireless Mesh Networks", InTech, 2011

DIGITALIZACIÓN DE UN SISTEMA DE MICROSCOPIA ÓPTICA PARA INSPECCIÓN, ANÁLISIS Y DIAGNÓSTICO

*Miguel A. Risco Castillo
mriscoc@accesus.com
Juan S. Vega Martinez*

Grupo de Microelectrónica – Facultad de Ciencias, Universidad Nacional de Ingeniería; Perú

RESUMEN

El análisis e inspección de muestras mediante el uso de un microscopio óptico, constituye una práctica común, donde la muestra es observada con la finalidad de caracterizarla, encontrar fallas o perturbaciones en su estructura. Esta observación constituye un trabajo rutinario en el que el cansancio físico y visual tiene gran impacto.

Existen equipos especializados, en donde el análisis automático de las muestras puede realizarse de una forma mucho más eficiente. Sin embargo, el precio de estos equipos suele ser muy elevado.

Este trabajo presenta un sistema implementado mediante hardware de bajo costo y software libre, que permite reducir el tiempo de análisis de las muestras, digitalizando la imagen proporcionada por un microscopio óptico, la información obtenida puede ser analizada de manera semiautomática, archivada digitalmente o impresa; logrando una reducción de los tiempos de observación.

PALABRAS CLAVES: *Instrumentación, Microscopía, Sistemas Embebidos.*

INTRODUCCIÓN

El análisis de muestras biológicas como la sangre, constituye una práctica común, donde la muestra luego de ser tratada es observada a través de un microscopio óptico, realizándose lo que se denomina un hemograma, elemento de diagnóstico básico en donde se describe al tejido sanguíneo desde el punto de vista cuantitativo y morfológico.

Según datos del organismo mundial de salud [1], el factor de riesgo de contraer una enfermedad se incrementa de manera considerable en zonas de alta pobreza, donde muchas veces no se cuenta con equipamiento médico adecuado para una detección temprana y una atención rápida. El hemograma es uno de los exámenes más solicitados por los médicos [2] ya que este brinda información importante acerca del estado del paciente.

En un análisis rutinario, un tecnólogo médico puede demorar más de 10 minutos en analizar una muestra [3], además de ser un trabajo en el que el cansancio físico y visual tiene gran impacto. En promedio se logran realizar un total de 20 análisis diarios por especialista.

Debido a las características de la observación, el profesional que realiza el examen se ve sometido a una tensión y cansancio que afecta su rendimiento y eficiencia, limitando el número de análisis diarios.

Existen equipos sofisticados como [4] que pueden realizar análisis de manera automática y precisa (ver Figura 1), pero estos equipos suelen tener precios muy elevados (más de USD\$3,000) no accesibles a todos los centros de salud.



Figura 1: Analizador Hematológico Mindray BC-2800.

Sin embargo, hoy en día se cuenta con una variedad de nuevas plataformas que poseen los recursos de hardware necesarios para implementar un sistema embebido para el análisis básico de imágenes, en este caso particular se ha desarrollado un equipo que adquiere las imágenes usando un microscopio óptico convencional, que facilita el análisis cualitativo y cuantitativo de los componentes biológicos de las muestras.

Se ha elegido como componente principal a la Raspberry Pi [5] (ver Figura 2), a la que en adelante se le llamará RPi, que es una placa de computadora bajo de coste diseñada en el Reino Unido por la Fundación Raspberry Pi, esta fue desarrollada con el fin de estimular la enseñanza de ciencias de la computación.



Figura 2: Tarjeta Raspberry Pi

La RPi soporta sistemas operativos compatibles con la arquitectura ARM, lo que es una gran ventaja debido a su bajo consumo y a que se pueden crear múltiples aplicaciones sobre esta plataforma. Dentro de los lenguajes de programación admitidos están el C++, Python y Free Pascal, que son de libre distribución.

Debido a los limitados recursos de la RPi (memoria y velocidad del CPU), la compilación, depuración y prueba de aplicaciones directamente en la tarjeta, pueden llegar a ser tareas que toman mucho tiempo si la aplicación se hace compleja. Por este motivo se eligió el método del desarrollo cruzado, que consiste en diseñar y compilar la aplicación en una plataforma distinta a donde será ejecutada.

El lenguaje elegido para realizar el desarrollo del interfaz de usuario (GUI) es el Free Pascal usando el entorno integrado de desarrollo Lazarus o Codetyphon [6] que es una herramienta visual de desarrollo rápido de aplicaciones (RAD). Codetyphon permite una programación estructurada orientada a objetos con una gran cantidad de librerías. A pesar de ser una herramienta de desarrollo visual; Codetyphon permite compilar las aplicaciones para distintos sistemas operativos y CPU, bajo la filosofía del Free Pascal de programar una sola vez y compilar para distintas plataformas. El resultado final es un binario nativo optimizado para la plataforma.

La imagen es obtenida por medio de una mini cámara digital, la cual es colocada en el ocular de un microscopio óptico.

Conectados a la Raspberry Pi además de la cámara se encuentran los periféricos que permiten la interacción con el usuario: un teclado, un ratón y una pantalla LCD.

Es posible automatizar ciertos análisis implementando la detección de ciertos puntos de interés en la imagen, aunque la RPi tiene recursos limitados hay trabajos previos en donde se han realizado exitosamente la detección de rostros en video en vivo [7], con ciertas restricciones, mediante el uso de las librerías OpenCV [8].

OBJETIVOS

- Desarrollar un instrumento de bajo costo que permita la captura y almacenamiento digital de la imagen obtenida de un microscopio óptico.
- Desarrollar un interfaz de usuario que permita la visualización en tiempo real de la imagen capturada en una pantalla en donde es posible realizar el análisis.
- Realizar un análisis básico de imagen mediante un sistema embebido.

DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO

La digitalización de un sistema de microscopía óptica con la finalidad de realizar un análisis y diagnóstico de muestras biológicas consiste en una secuencia de procesos, los cuales se detallan a continuación:

PREPARACIÓN DE LA MUESTRA

El sistema aprovecha los recursos previamente disponibles, la preparación de la muestra debe realizarse exactamente de la misma forma que en el proceso del análisis manual. En este caso se ha elegido, como prueba del instrumento, el análisis hematológico; por lo cual las muestras deberán ser tratadas según el procedimiento regular para la obtención del hemograma.

CAPTURA Y DIGITALIZACIÓN DE LA IMAGEN

Para realizar la captura de la imagen se hace uso de una cámara digital, la cual se coloca sobre el ocular del microscopio mediante una pieza de adaptación.

La cámara principal con la que se realizaron las pruebas cuenta con un sensor del tipo CMOS de aproximadamente 1M píxeles de resolución. La calidad de las capturas está relacionada directamente con la calidad de la óptica y el sensor de la cámara. En este trabajo se utilizaron algunas cámaras que se tenían a disposición de los investigadores, sin embargo se conoce de la existencia de mejores equipos que podrían ayudar a obtener imágenes con mayor resolución y nitidez. Una imagen de mayor calidad también influye en la precisión de los algoritmos de identificación semiautomáticos. Se realizaron pruebas preliminares

con el módulo de cámara del proyecto Raspberry Pi de 5M píxeles.

Los datos de la cámara son capturados utilizando las librerías de la Interfaz de programación de aplicaciones V4L2 [9], que se encuentra actualmente integrada en el núcleo de Linux. Al sistema se le agregaron las dependencias necesarias para compilar el paquete MJPG-stream [10], proyecto de código abierto que permite la difusión vía el protocolo de red TCP. Esta configuración permite que el GUI cliente pueda ser ejecutado tanto de forma local en la RPi, como remota.

El MJPG-stream es configurado y ejecutado como un servicio sin intervención del usuario. La resolución de las imágenes capturadas depende de la capacidad de la cámara, estando inversamente relacionada la velocidad en cuadros por segundo con dicha resolución.

PROCESAMIENTO DE LA IMAGEN

Parte del procesamiento inicial de la imagen es realizado por el DSP integrado en la cámara. El MJPG-stream permite pasar parámetros a una cámara compatible con la API V4L si ésta lo soporta. Algunos de estos parámetros incluyen el control de brillo, contraste, saturación, balance de blancos, gamma, nitidez, etc.

Según la calidad de la cámara, la imagen puede tener mejor nitidez y menos ruido así como una mayor sensibilidad. Debido al incremento de su rango dinámico los componentes a analizar en las imágenes pueden aparecer mejor diferenciados.

Dado que en el proceso anterior, los datos de imagen se han difundido hacia la red TCP es posible separar el procesamiento de la información del hardware de captura. De esta forma puede implementarse el software de procesamiento tanto en la misma RPi, como en un equipo conectado a la red, dependiendo del nivel y exigencia requerido.

Otros niveles de procesamiento de la imagen pueden ser aplicados desde la interfaz de usuario, estos corresponden a los filtros estándar de brillo, contraste, gamma, saturación, etc.

GENERACIÓN DE INTERFAZ DE USUARIO

El interfaz de usuario se desarrolla en CodeTyphon, la interacción se realiza mostrando en una pantalla las imágenes capturadas por la cámara en tiempo real, mediante un botón el operador puede realizar la captura de la imagen hacia la pantalla principal, con la posibilidad de ampliar zonas de interés y realizar desplazamientos básicos.

El nivel final de magnificación depende de las características de los objetivos del microscopio y el tamaño de la pantalla en donde se muestra la imagen.

La imagen capturada puede ser modificada mediante los filtros disponibles en la aplicación y luego almacenada, en el caso de la RPi, en la tarjeta de memoria SD. Simultáneamente, otros especialistas podrían estar realizando los mismos procedimientos en forma remota, si se encuentran conectados a la red de la RPi.

El especialista puede introducir información adicional respecto al paciente y realizar el conteo semi-automático, seleccionando sus puntos de interés que quedarán como una capa activa superpuesta a la imagen adquirida.

Los puntos o zonas de interés son añadidos mediante el uso de un ratón; estos pueden tener tamaño y color diferentes y estas características son almacenadas en un archivo de datos junto con la imagen.

RESULTADOS

A pesar de la amplia selección de sistemas operativos y procesadores disponibles en las herramientas de compilación cruzada del CodeTyphon, en principio, no era posible la generación de código optimizado nativo desde PC i386, corriendo Windows para la RPi, que cuenta con un SoC Broadcom BCM2835 que incluye un procesador ARM1176JZF-S del tipo ARMv6 y como sistema operativo una distribución optimizada para de Linux Debian Wheezy.

Fue necesario implementar algunas modificaciones en las herramientas y generar scripts adicionales; con lo

cual finalmente, se obtuvo un entorno de diseño funcionando en Windows 7 x64, que logra en pocos pasos, generar código binario para el procesador ARMv6 con la unidad hardware de coma flotante habilitada.

Pensar en realizar el diseño y programación del GUI directamente en la RPi quedó descartado debido a los limitados recursos de memoria y procesador de la tarjeta, que no la hacen adecuada como un entorno de desarrollo. Por este motivo, contar con una herramienta de compilación cruzada fue fundamental.

En las figuras Figura 3 y Figura 4 se muestran los interfaces de usuario que permiten al operador una mejor visualización de la imagen obtenida del microscopio óptico. La pantalla principal cuenta con una serie de botones que permiten la conexión con el MJPG-stream, realizar una pre-visualización de las imágenes, obtener una captura, aplicar filtros de corrección, grabar la información del paciente, el conteo y la imagen tal y como aparece en la pantalla. A la derecha se cuenta con una serie de controles que permiten realizar la identificación y señalamiento de los puntos de interés.

El almacenamiento de la información de análisis se realiza mediante la grabación de dos archivos, el primero es la imagen en formato bitmap estándar (bmp) y el segundo es un archivo de datos que contiene la información del paciente y anotaciones, además de la localización, tamaño y color de los puntos de interés, el nombre de ambos archivos es sugerido automáticamente por el sistema tomando como base la fecha y la hora de realizada la grabación.

La información previamente almacenada puede abrirse de nuevo en el programa, para un análisis o validación posterior. Se puede continuar añadiendo o eliminando zonas de interés.

Los archivos de imagen y de datos pueden adjuntarse a un correo electrónico y ser abiertos desde una estación remota que cuente con el software, sin necesidad de contar con el hardware.

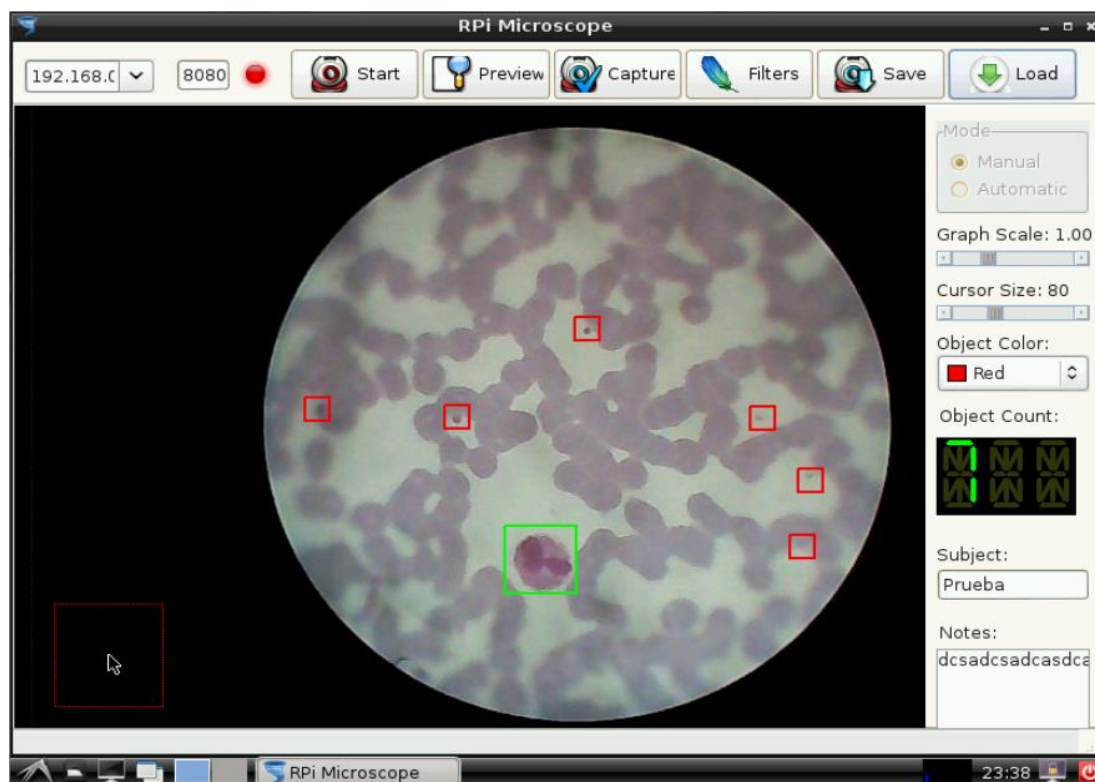


Figura 3: Muestra de la interfaz de usuario ejecutándose en Debian (RPI).

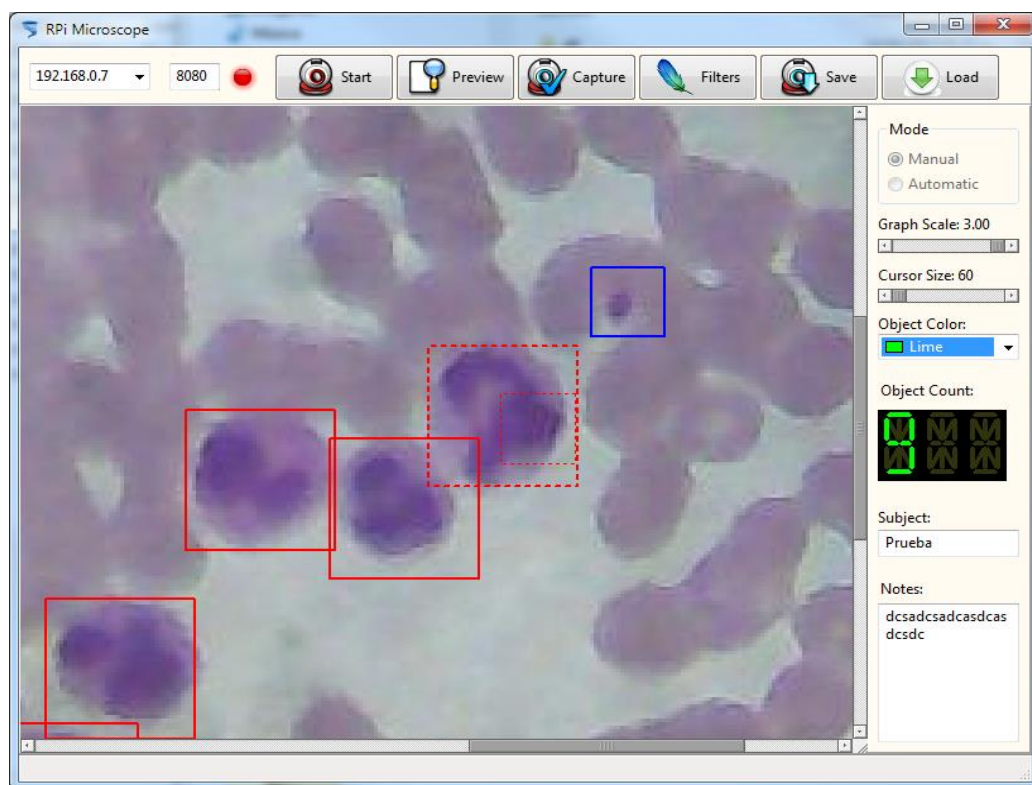


Figura 4: Muestras de la interfaz de usuario ejecutándose en Windows (PC).

DISCUSIÓN

En esta primera etapa del proyecto se lograron obtener los resultados propuestos. Aunque no se ha comprobado estadísticamente el ahorro de tiempo en el análisis, se estima una disminución del orden del 50% además de una considerable reducción de la fatiga.

El costo de la implementación del sistema de microscopía óptica-digital, que en este caso está compuesto por la Raspberry PI, webcam, monitor, teclado, ratón y software no supera los USD\$250 de gasto adicional a los instrumentos que ya posee el laboratorio, lo cual constituye una oportunidad para que todos los centros de salud puedan contar con este equipo.

Aunque el caso del hemograma ha sido tratado simplemente como una demostración de la factibilidad del proyecto, se entiende que se puede extender a otros tipos de análisis.

Mediante el uso de librerías abiertas de visión computarizada OpenCV, se lograron ciertos niveles de automatismo en la detección de los puntos de interés, sin embargo el bajo rendimiento del hardware no permitió realizar mayores análisis cuando el software era ejecutado localmente en la RPi. Se debe señalar, que se necesita un estudio específico para cada tipo de información a ser extraída de la imagen para configurar adecuadamente los parámetros necesarios para obtener los resultados esperados mediante OpenCV.

El sistema hace posible que un observador remoto (médico especialista) pueda en tiempo real recibir las mismas imágenes que se observan localmente, ya sea mediante un software cliente instalado en una PC o desde un dispositivo móvil como una tableta o un celular inteligente.

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

Este proyecto permite acercar hacia las poblaciones vulnerables, tecnología que no es de costo elevado y que sin embargo puede llegar a tener un impacto importante en su calidad de vida. Contar con un sistema similar a este permitiría realizar un seguimiento y análisis a posteriori inclusive de manera remota, realizar campañas y detectar rápidamente casos de anemia en poblaciones alejadas.

La facilidad con la que el operador puede realizar el análisis de la información obtenida le permite procesar un número mayor de muestras en menos tiempo, a la vez de validar sus resultados posteriormente gracias a que le es posible realizar una captura de la información acompañada con los datos del paciente.

La RPi tiene un consumo energético considerablemente bajo en comparación con una computadora de escritorio convencional, aproximadamente 3.5W para el modelo que se usó en ese proyecto, por lo que su uso es amigable con el medio ambiente; además permite que la información sea almacenada electrónicamente evitando el posible uso innecesario del papel. El bajo consumo unido a la posibilidad de usar una batería y un dispositivo móvil, permitiría el acceso a zonas remotas en donde no se cuenta con suministro eléctrico.

Se planea utilizar las capacidades del hardware para implementar un mayor automatismo en la identificación de los componentes visualizados mediante librerías abiertas de visión computarizada OpenCV.

Existen en la actualidad plataformas de hardware que poseen mayor rendimiento y en las cuales podrían obtenerse mejores resultados, tanto en la generación del streaming de video a mayor resolución, como en el análisis y detección automatizada de zonas de interés. Una mejora del hardware de procesamiento también permitiría el uso de mejores cámaras para la captura de imágenes con mayor detalle.

A la luz de los resultados obtenidos, los autores recomiendan el uso que las nuevas tecnologías de bajo costo proporcionan para solucionar o mejorar diversos procesos no sólo industriales, sino también aquellos que, si bien puede no tengan un impacto económico, están destinados a mejorar la calidad de vida.

Los autores consideran que este trabajo podría ayudar a realizar tareas de prevención y monitoreo en poblaciones de riesgo que se encuentren en zonas lejanas, con el mínimo de personal, un tecnólogo médico puede realizar la toma y preparación de las muestras y luego realizar la visualización y almacenamiento de las imágenes.

De esta forma no sólo se permite que un médico realice un análisis posterior en una localidad diferente, sino que

además, se puede contar con un registro con la finalidad de realizar comprobaciones o comparaciones de los pacientes atendidos.

La capacidad del envío de información a través de la red en tiempo real, podría permitir la participación de un especialista para asistir al tecnólogo en el diagnóstico y permitir una detección temprana de alguna patología.

REFERENCIAS

- [1] Organización Mundial de la Salud. [Online]. <http://www.who.int/es/>
- [2] Francisco Cuéllar and Francisco Falabella, *Hematología*. Medellín Colombia: Corporación para Investigaciones Biológicas, 2004
- [3] Germán Campuzano Maya. Del hemograma manual al hemograma de cuarta generación. [Online]. <http://www.medigraphic.com/pdfs/medlab/myl-2007/myl011-12b.pdf>
- [4] Shenzhen Mindray Bio-Medical Electronics CO., *BC-2800 Auto Hematology Analyzer, Operation Manual*. Shenzhen, P.R.China
- [5] Raspberry Pi Foundation. Raspberry Pi. [Online]. <http://www.raspberrypi.org/>
- [6] PilotLogic. CodeTyphon. [Online]. <http://www.pilotlogic.com/sitejoom/index.php/codetyphon>
- [7] Raspberry Pi Foundation. Raspberry Pi: facial recognition: opencv on the camera board. [Online]. <http://www.raspberrypi.org/facial-recognition-opencv-on-the-camera-board/>
- [8] OPENCV. Open Source Computer Vision Library. [Online]. <http://opencv.org/>
- [9] LinuxTV. What is V4L or DVB? [Online]. http://www.linuxtv.org/wiki/index.php/What_is_V4L_or_DVB%3F
- [10] MJPG-streamer. [Online]. <http://sourceforge.net/projects/mjpg-streamer>

M32: INSTRUMENTACIÓN Y EL INTERNET DE LAS COSAS

David Rodriguez Chaverri
davidroch@hotmail.com

INP ENSEEIHT Toulouse; Francia

ABSTRACT

The Internet of Things is a relatively new trend in ubiquitous computing. Smart objects combined with cloud computing services are able to sense the environment, collect information and trigger an action such as sending an alarm, activating an actuator or performing a periodic measurement. While research is still ongoing to define standards for the vastly diverse objects, a French Startup (SIGFOX) has been providing a low cost, low bandwidth and low power service. This paper describes the development of a smart object (M32 by Alliantech) equipped with at least 4 sensors to capture environmental data, send it wirelessly through the SIGFOX network to be displayed in the web through the use of the cloud.

Index Terms—SIGFOX, Internet of Things, UNB, M32.

INTRODUCCIÓN

La evolución del internet ha hecho que las conexiones de datos estén disponibles en cualquier lugar. La tendencia actual es pasar de las conexiones de internet para las personas hacia las conexiones para los objetos, haciendo el internet incluso más omnipresente.

El internet de las cosas es un concepto que data de los años noventa. Una publicación del *Scientific American* [4] en 1991, describió como las computadoras deberían convertirse en una "tecnología transparente". Es decir, que la tecnología debería ser utilizada sin que sea percibida. Conectar los objetos al internet es un paso en la dirección de hacer el internet verdaderamente "invisible" para el usuario. El término "Internet de las Cosas" fue acuñado por K. Asthon [3] en 1999.

Hay tres categorías en las que se clasifican los objetos inteligentes conectados al internet [1]:

Objetos Sensibles a la Actividad, capaces de reaccionar a cambios en el entorno (sensores/actuadores).

Objetos Sensibles a reglas, que además de reaccionar a cambios en el entorno, utilizan especificaciones previamente programadas (límites, algoritmos) para accionar una función dada.

Objetos Sensibles a Procesos, los cuales pueden "entender" el proceso del que son parte y accionar funciones basadas en etapas del mismo. Por ejemplo los dispositivos capaces de seguir un diagrama de flujo, reconociendo cada paso y determinando la función apropiada en él.

Para entender mejor el estado de las investigaciones y actuales retos del "Internet de las Cosas" se citan diferentes artículos publicados después del año 2000, como se muestra en las referencias [2] y [3]. En [2] los autores exponen las posibilidades que se abren al combinar los objetos inteligentes con la disponibilidad de la computación en la nube, donde el proceso y la visualización de los datos se realiza en línea, mientras el objeto inteligente colecta, transmite los datos del entorno y ejecuta funciones a través de un actuador. Este es el caso del dispositivo utilizado en el proyecto M32.

LA RED SIGFOX

La *Startup* francesa SIGFOX ha estado trabajando con redes de "banda ultra estrecha" (UNB por sus siglas en inglés). SIGFOX provee dispositivos de bajo costo y con un bajo consumo de potencia, que transmiten datos a bajo flujo de datos. Su principio es que no todos los objetos requieren tanto ancho de banda como necesitamos las personas.

Estas son las características que permiten a la red SIGFOX operar bajo las especificaciones mencionadas

- Flujo de datos de 10b/s hasta 100 b/s
- Banda de frecuencia (ISM): 868MHz en Europa y 902MHz en Estados Unidos.
- Rango de señal de 40km en espacio abierto.
- Densidad de Antenas: requiere de 3 estaciones base para cubrir una ciudad de 1 millón de habitantes.
- Costo del Modem menor a 1 euro cuando son pedidos de alto volumen.
- Costo de subscripción: 2 euros por objeto por año (costo en Francia), limitado a 140 mensajes por día. Sin embargo los costos son negociables en función del volumen de mensajes y la cantidad de objetos operando.
- Escalabilidad a miles de millones de objetos.

SIGFOX ha publicado múltiples artículos, por ejemplo [7] y [8], además de un *White Paper* en el que detalla su tecnología [6].

EL PROYECTO M32

Alliantech, otra empresa francesa, ha estado desarrollando un prototipo de dispositivos de instrumentación basados en la red SIGFOX llamado M32. Este dispositivo es capaz de recolectar información de tres sensores integrados: un termómetro, un higrómetro y un barómetro, además de tener un sensor externo definido por el usuario. A partir de estos sensores, el M32 puede enviar datos de temperatura, humedad relativa y presión, además de una cuarta magnitud, a través de una red inalámbrica, transmitiendo en banda ISM (frecuencia libre, 868MHz en Europa y 902 MHz en los Estados Unidos). Los datos pueden enviarse con frecuencias desde cada 10 segundos hasta de una vez al año. El consumo de potencia es tan bajo como para operar con una batería simple de 3.6V 2/3 A 2.1Ah hasta por un periodo mayor a un año [11], aunque cabe aclarar que el consumo es dependiente de las condiciones de operación.

Su arquitectura se muestra en la figura 1.

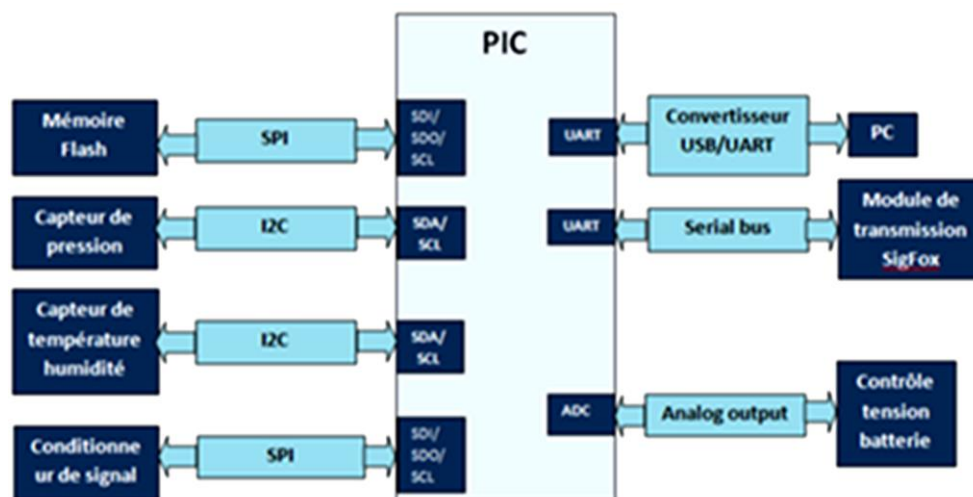


Figura 1. Arquitectura interna del M32 (rotulado en francés).

Como se observa, el M32 tiene un micro controlador que funciona como "cerebro" del sistema, así como múltiples protocolos para su comunicación con los otros componentes: I²C para los sensores integrados al

sistema, SPI para la memoria flash/ADC externo y UART tanto para interactuar con la computadora, que es la interface humana, como para control del transmisor de radio.

Para tener una mejor idea de sus dimensiones, la figura 2 muestra el circuito contra una regla patrón. Sus dimensiones son 4cm x 4cm.



Figura 2. Versión 2 del M32 sobre un circuito de 4 capas (dimensión: 4 cm x 4 cm, sin tomar en cuenta el marco externo PCB, que mide 1 cm).

Para mostrar los datos colectados, el M32 viene con una interface usuario para Windows y plataforma web, como se ve en las figuras 3, 4 y 5 respectivamente.

PROCESO DE DISEÑO Y SELECCIÓN DE COMPONENTES

Este proyecto es el resultado de 3 períodos de pasantía realizadas por 5 estudiantes de posgrado en ingeniería del ENSEEIHT (Institut National Polytechnique de Toulouse).

El primer prototipo fue desarrollado en conjunto por dos practicantes con los objetivos siguientes:

- Brindar una solución inalámbrica de muy bajo consumo de potencia que permitiera tomar mediciones en cualquier lugar por más de un año, sin necesidad de cambio de baterías.
- Colectar mediciones de temperatura, humedad relativa y presión, de manera que el sistema pudiera ser utilizado como una mini estación meteorológica.
- Almacenar datos en una memoria interna y tenerlos disponibles en caso de requerir procesarlos posteriormente.
- Integrar la funcionalidad de radio para enviar datos sin conexión inalámbrica.

- Facilitar al usuario una interface gráfica que le permitiera configurar el sistema.
- Desarrollar una interface web que permitiera al usuario monitorear los datos sin tener que retirarlo su posición.

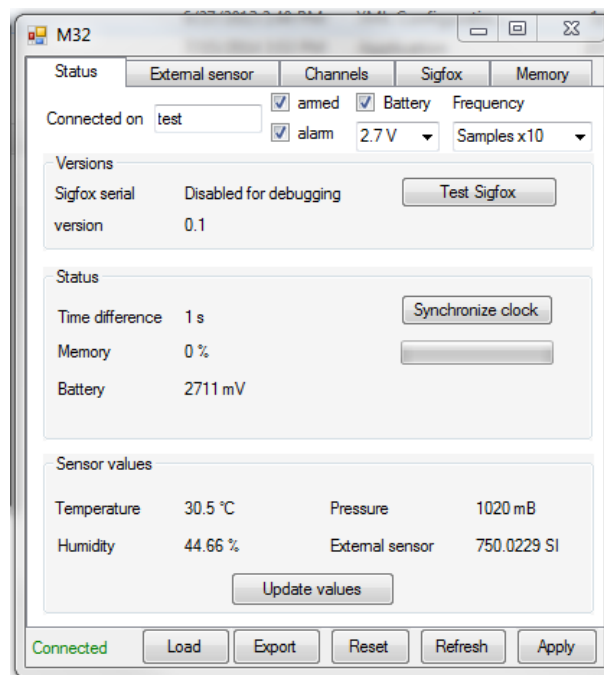


Figura 3. Pantalla de comandos para la configuración del M32 utilizando Windows

Se procedió a la selección de componentes de hardware que cumplieran con las especificaciones del diseño, basándose en la experiencia de los dos primeros practicantes, quienes se inclinaron por Microchip sobre otros suplidores. Por razones de confidencialidad aquí no se muestra la lista de partes de hardware utilizado.

El objetivo general de diseñar para bajo consumo energético prevalece a lo largo de las distintas fases del desarrollo.

El *firmware* se programó en lenguaje C, la herramienta de Comandos en C# y la plataforma web utiliza Google Apps y Python.

Al final de la primera pasantía hecha por los primeros dos estudiantes se obtuvo resultados: el módulo era capaz de hacer lo que le era especificado a nivel demostrativo.

La segunda pasantía, en la que trabajaron dos estudiantes por dos meses, se enfocó en corrección de errores (bugs) y reducción del consumo energético. Uno de estos estudiantes continuó el proyecto en otra pasantía de 6 meses con los siguientes objetivos:

- Medición y reducción del consumo de potencia.
- Cambio del hardware a una nueva tarjeta, con diseño en 4 capas y tomando en cuenta la interferencia

electromagnética (EMI). El diseño y cableado de esta tarjeta fue subcontratado.

- Crear nuevas funciones para disponer de tres sensores externos en lugar de uno y monitorear señales externas para activar un sistema de alarmas.
- Adaptar el sistema para que sea capaz de enviar por la red diferentes mensajes, no solo datos.
- Probar/validar el prototipo bajo condiciones regulares de utilización.

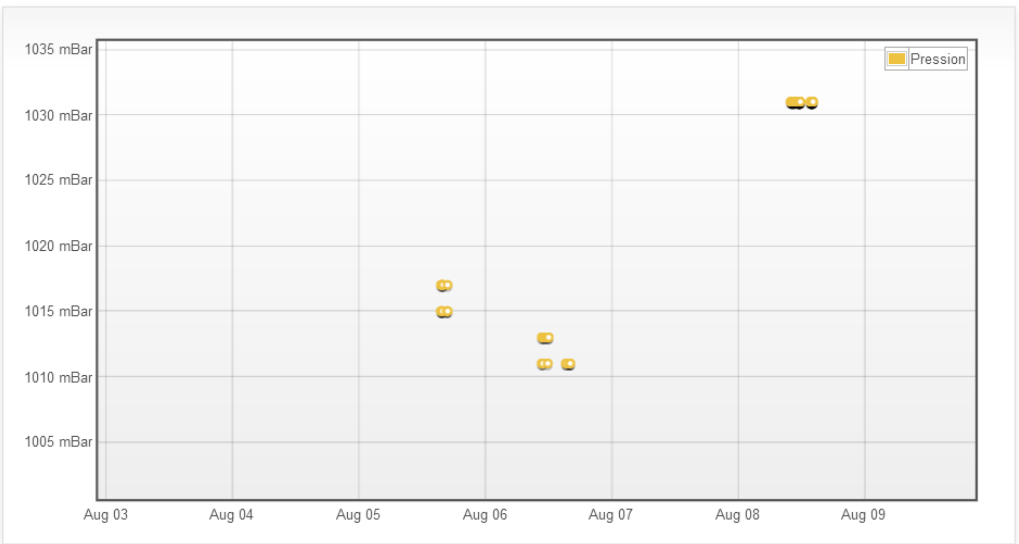


Figura 4. Datos de presión tomados de la interface de visualización Web. Gráficos similares están disponibles para temperatura, humedad relativa y el sensor externo.

Check all Uncheck all Erase the selected entries ✖ Erase all entries						
	Time	Pressure (mB)	Temperature (°C)	Humidity (%)	External	Signal
☐	2014-08-05 13:42:06	1015	30	35	-333.74	5.8
☐	2014-08-05 13:40:26	1017	30	35	-333.7	5.3
☐	2014-08-05 13:40:26	1017	30	35	-333.7	5.3
☐	2014-08-05 13:35:06	1017	30	35	-335.8	8.2
☐	2014-08-05 13:35:06	1017	30	35	-335.8	8.2
☐	2014-08-05 13:33:26	1015	30	35	-335.81	11.3
☐	2014-08-05 13:33:26	1015	30	35	-335.81	11.3
☐	2014-08-01 15:02:44	1003	32	38	-1373.67	20.5
☐	2014-08-01 15:02:44	1003	32	38	-1373.67	20.5
☐	2014-08-01 13:48:34	1005	30	38	-948.11	8.6
☐	2014-08-01 13:48:34	1005	30	38	-948.11	8.6

Figura 5. La visualización Web también muestra una tabla con los puntos de medición.

A noviembre del 2014, el M32 es capaz de desempeñar diversas tareas:

- Medir temperatura, humedad relativa y presión de manera independiente.
- Pre condicionar, amplificar y procesar una señal de un sensor externo conectado a través de un ADC.
- Encapsular los datos de los sensores y enviarlos de manera inalámbrica en un mensaje de 48 bits usando 868 MHz. Los mensajes pueden ser extendidos a 12 caracteres (96 bits).
- Colectar los datos en diferentes intervalos de tiempo, desde cada 10 segundos hasta una toma anual.
- Visualizar los datos a través de la interface Web.
- Exportar los datos en formato ".csv" (usando USB).
- Monitorear una variable externa y enviar un mensaje cuando se detecten cambios de flanco en la señal. Esta variable es independiente del sensor externo.
- Controlar el voltaje de la batería y dar aviso si este es muy bajo.
- Capacidad de adaptar los mensajes a las necesidades del usuario.
- Activar el envío de mensajes periódicamente o basado en intervalos de datos dados (por ejemplo envío de mensajes cuando un dato se sale del rango esperado).
- Envío de mensajes sms dada la recepción de una señal de alarma en la página Web.

FUNCIONALIDAD DEL M32

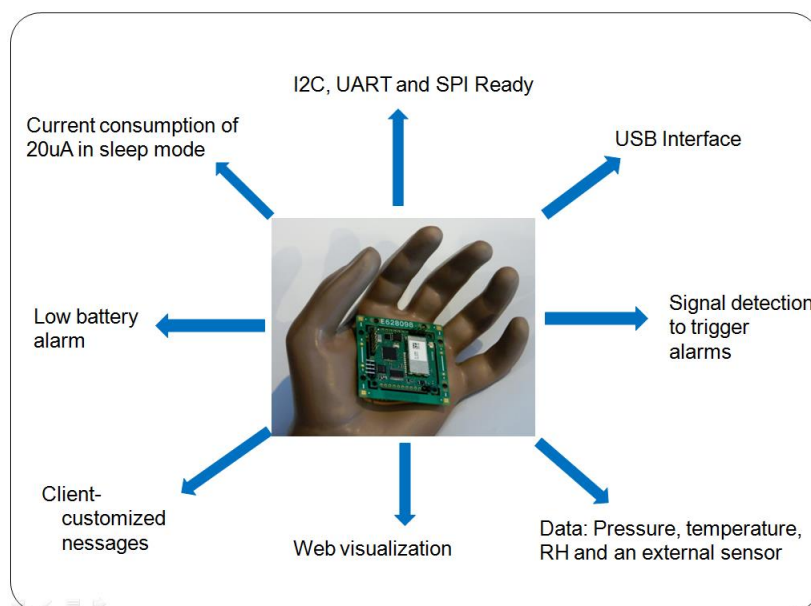


Figura 6. Características del M32 a julio del 2014.

Dado que el proyecto sigue en etapa de desarrollo, aun se trabaja en algunas características. Entre ellas, se citan las más interesantes de aplicación industrial:

- Habilitar múltiples pines externos para activación de alarmas o más generalmente, interrupciones.
- Capacidad de manejar más sensores a través del uso de una tarjeta hija. Esta tarjeta debe permitir mediciones en ambientes de difícil acceso.
- Capacidad de manejar 3 sensores externos y enviar los datos en un solo mensaje de 12 bits. Esto ha sido probado conectando sensores externos a diferentes canales, sin embargo la interface de visualización no ha sido aún adaptada a los 3 sensores.

Todo lo anterior contempla que el diseño puede ser modificado de acuerdo a los requerimientos del cliente, dado que habría un acuerdo contractual. Como ejemplo de estas modificaciones a la medida se puede citar la

adaptación de un módulo de GPS externo. Este cambio es bastante significativo ya que el consumo de corriente del GPS es mucho mayor que el consumo del M32, por lo tanto contradice uno de los objetivos claves del dispositivo. Sin embargo, la integración del GPS es posible si este es activado solo bajo determinadas circunstancias o eventos.

RESULTADOS

Se han recolectado datos principalmente en 3 áreas: las lecturas de los sensores comparadas con una referencia, la señal recibida por el operador de la red y el consumo de potencia.

PRECISIÓN DEL SENSOR

Los datos atmosféricos fueron colectados en el verano del 2013.

Primeramente los datos fueron comparados entre diferentes circuitos (para determinar la variabilidad de

circuito a circuito). Después se dejó uno de los circuitos al aire libre por 15 días consecutivos para recolección de información.

Vale la pena indicar que antes de hacer las mediciones se hicieron algunas modificaciones en el código. Particularmente se incrementaron algunos tiempos de espera para respetar el tiempo máximo de medición indicado por el proveedor.

La tabla 1 resume los datos de presión, temperatura y humedad relativa de los tres sensores, incluyendo la desviación entre medias (un máximo de 3 milibares para presión, 0.65 grados Celsius para la temperatura y 1.8% para la humedad relativa).

El siguiente paso fue comparar datos de uno de los circuitos con una Estación Climática AIRMAR, que es un sistema de sensores de alta calidad y con un valor que ronda los 1000 euros.

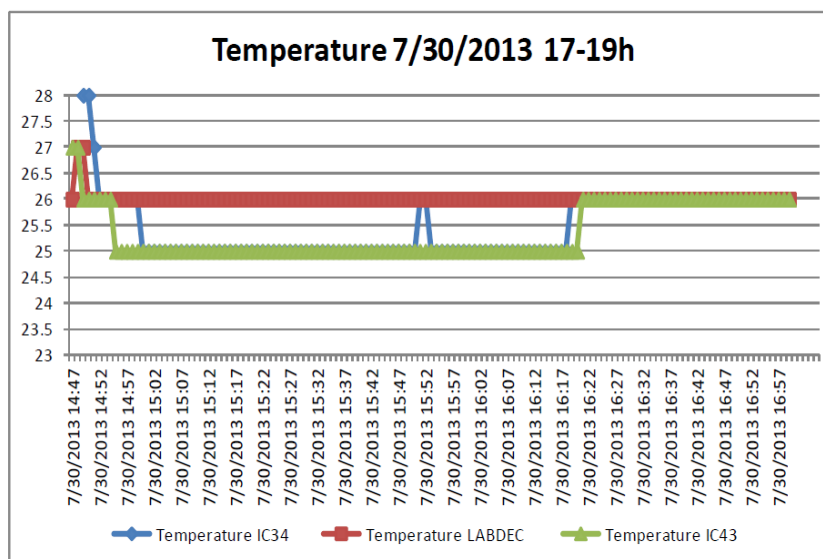


Figura 7. Comparación de temperatura entre 3 circuitos M32 (versión 1).

Tabla 1. Comparación entre diferentes circuitos M32

Mean Pressure IC34	Mean Pressure LABDEC	Mean Pressure IC43	Max to min Diff	Mesures
1016.28	1016.98	1013.96	3.02	133.00
Mean Temperature IC34	Mean Temperature LABDEC	Mean Temperature IC43	Max to min Diff	Mesures
25.53	26.02	25.37	0.65	133.00
Mean Humidity IC34	Mean Humidity LABDEC	Mean Humidity IC43	Max to min Diff	Mesures
55.66	56.60	54.80	1.80	133.00

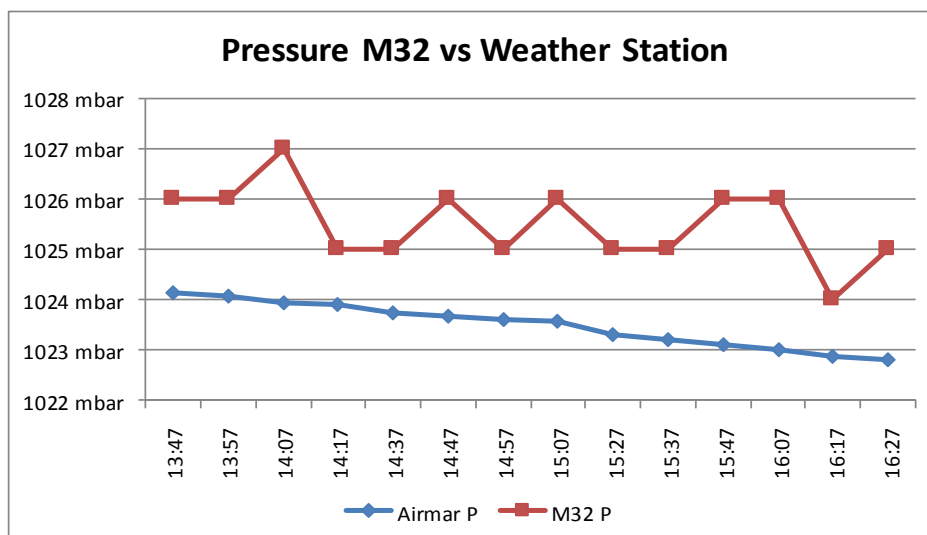


Figura 8. Comparación de la presión entre el m32 y la estación meteorológica airmar.

Tabla 2. Resumen de la comparación entre el M32 y la Estación Meteorológica Airmar.

Dimensión	Diferencia en el promedio	Unidades
Presión	2.00	mBar
Temperatura	-1.71	C
Humedad relativa	3.81	%

Estas diferencias, sin embargo, podrían deberse a la tolerancia de los sensores, que es de ± 1 grado Celsius para la temperatura, $\pm 3-5\%$ para la humedad relativa (ya que la precisión de la humedad relativa depende de la temperatura) y ± 10 mBar para la presión. También se debe tomar en cuenta que los sensores de referencia (AIRMAR) tienen un alto costo en comparación con los sensores utilizados por el sistema del M32 (costos menores a 5 euros por sensor).

Además, es posible ajustar los resultados de las mediciones de cada sensor usando un método de regresión numérica y aplicando una fórmula de ajuste en el firmware antes de entregarlo al consumidor.

De esta información se puede apreciar que el M32 puede utilizarse para aplicaciones que permitan tolerar pequeñas inexactitudes en los resultados, como se ve en la tabla 1.

El experimento de mediciones al aire libre no fue en realidad efectuado para medir la exactitud de los datos arrojados por el M32, sino para asegurar que el sistema pueda enviar datos sin interrupciones, con la añadidura de un sensor externo de luminosidad.

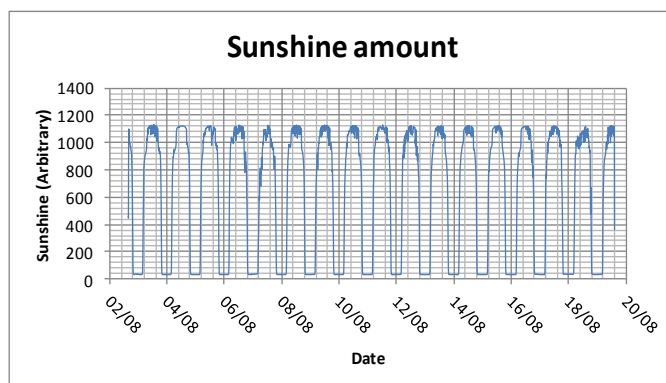


Figura 9. Mediciones de luz solar hechas del 02/18/13 al 20/13

En resumen, el M32 demostró ser capaz de recolectar y enviar información de manera independiente, con una desviación dentro del rango especificado por el suplidor del sensor, aunque podría requerir ajustes para ciertas aplicaciones.

Como próximo paso, podrían hacerse pruebas más rigurosas en conjunto con clientes potenciales, incluyendo la posibilidad de aplicar ajustes a la temperatura, la humedad relativa y a la presión, basados en datos experimentales contra una referencia.

CAPACIDAD DE TRANSMISIÓN

Existen resultados preliminares para diferentes configuraciones de antenas. Todas estas pruebas han sido realizadas en las instalaciones de Alliantech. Actualmente se tiene programada una validación más extensa, a efectuar a inicios del 2015 en conjunto con el suplidor SIGFOX, para certificar que el sistema cumpla con los estándares y los límites de las especificaciones de SIGFOX.

Tabla 3. Señales recibidas por la estación de base SIGFOX para 5 configuraciones de antenas.

868 MHz Antenna	U.FL 868MHz 30MM	1/4 wave	1/2 wave	PC.81 Taoglass interne	PC.81 Taoglass externe
Average (dB)	14.99	21.30	22.98	16.64	16.71
St Dev	3.20	1.45	1.73	2.35	2.53
Min	8.22	18.04	20.53	12.33	10.72
Max	18.93	22.65	25.87	19.34	19.67
Dropped Msg	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
#of Msg	10.00	10.00	10.00	10.00	10.00

Todas las medidas han sido tomadas con la misma configuración: el circuito estando sobre un escritorio, sin dispositivos que puedan interferir en sus cercanías. Los resultados fueron tomados del sitio Web de SIGFOX. La estación base receptora de datos está localizada a unos 6 km de distancia del circuito transmisor.

Según los datos tomados, la antena de 1/2 de onda es la mejor en términos de recepción de señal (23 dB); y

aunque haya una pérdida significativa de la señal cuando se usa una antena interna (6.3 dB de pérdida, 4x de reducción), aún es posible utilizarla para aplicaciones donde prive la necesidad que el circuito sea lo más pequeño posible. Los datos no son exhaustivos y serán seguidos de un proceso formal de certificación con SIGFOX, donde se verifique el cumplimiento con las especificaciones de transmisión.

REDUCCIÓN DE POTENCIA

Inicialmente se midió la potencia en cada pin del PIC, utilizando una versión -en protoboard del M32. Esto reveló un problema en el ADC interno del PIC, el cual consumía 53 μ A, 72% del total. Después de muchas modificaciones al código, el consumo en ese pin bajó a cerca de cero, reduciendo efectivamente el consumo a 20 μ A.

Tabla 4. Consumo de potencia por caracterización del pin (PIC).

Power Consumption/Component (sleep) before corrections				
I (μ A)	Pin1	Pin2	Pin13	Pin28
PIC 58	0.3	52.8	3.6	1.3
ADC Cond 2.4	0	0	0	2.4
SENSORS 3.7	3.7			
MEMORY 2.7	0	0	2.7	
TOTAL				
66.8	(73)			

Una vez hechas las correcciones, el M32 se cableó a una batería y a un resistor en serie para medir la potencia en tiempo real, como se ve en la figura 10. Es importante señalar que la vida de la batería es altamente afectada por la frecuencia de las mediciones y de la transmisión de datos.

La figura 11 muestra que los modos en reposo (sleep) convergen a 20 μ A pero en realidad lo hace después de 8 segundos.

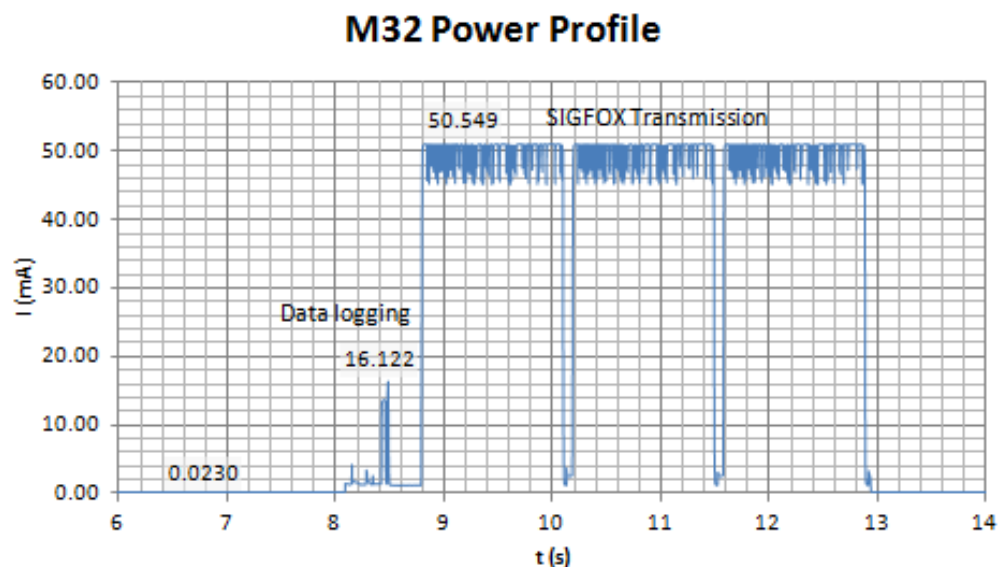


Figura 10. Perfil de potencia del M32 mostrando mediciones y picos de transmisión.

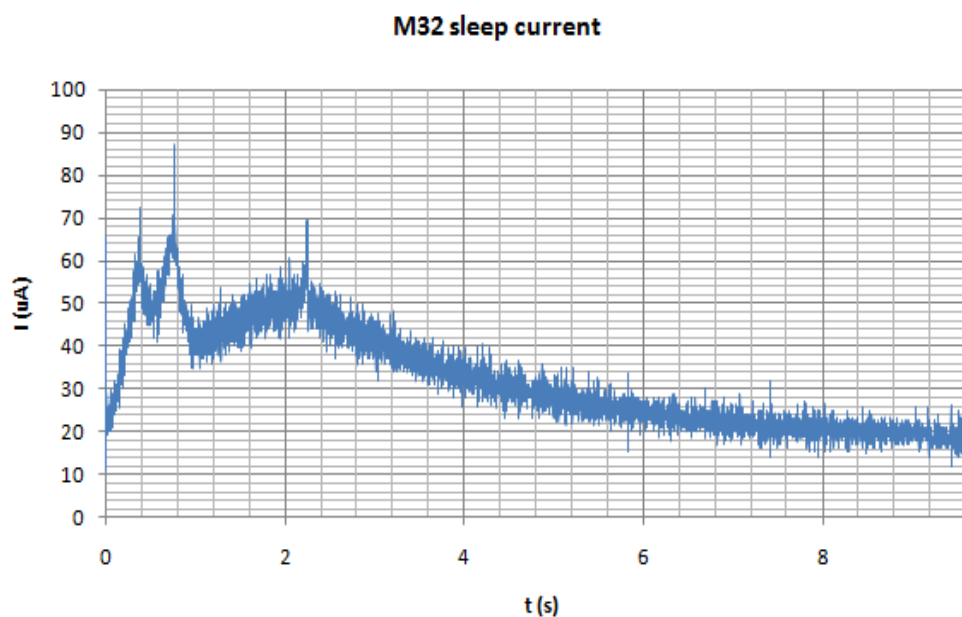


Figura 11. Acercamiento de la zona de modo de consume "sleep".

Aunque el modulo es capaz de hacer mediciones cada 10 segundos, para muchas aplicaciones es suficiente con una frecuencia mucho más baja. Por ejemplo, si las mediciones se hicieran cada hora, los picos de consumo serian bastante diluidos y por lo tanto la batería tendría una vida útil más larga.

CONCLUSIONES

Este artículo muestra un desarrollo en el campo de la instrumentación usando el concepto del Internet de las cosas. Empleando componentes conocidos, un prototipo es capaz de coleccionar datos ambientales y de enviarlos de forma inalámbrica y periódica al usuario. El

dispositivo puede además monitorear una señal de entrada y alarmar si existe un cambio de estado. El sistema está equipado de una herramienta web de visualización y una interface de usuario en Windows, siguiendo un modelo que combina objetos inteligentes con computación en la nube.

Todo esto se hace con un consumo mínimo de potencia y bajos costos de conexión (2 euros por año por objeto, en Francia).

Como parte del proceso de desarrollo, el consumo de potencia ha sido caracterizado y optimizado para el modo de reposo (sleep). Mientras el circuito consume tan solo 20 μ A en este modo, pasa a 60 mA durante la transmisión de un mensaje SIGFOX. Para frecuencia de envío de mensajes inferiores a 1 mensaje por hora, una batería de 2.1Ah dura más de un año.

Los datos ambientales también han sido caracterizados, mostrando una desviación de 1.7 °C, 3.8% RH y 3 milibares respecto a una referencia (estación meteorológica AIRMAR). Esta desviación puede reducirse con una caracterización más extensa de los sensores internos y el uso de métodos de regresión para obtener una fórmula de ajuste.

El uso del M32 a la intemperie fue probado durante 15 días consecutivos. El dispositivo se probó de forma somera con diferentes antenas, sin observarse fallos en 50 mensajes enviados.

El M32 puede clasificarse como un objeto sensible a reglas: no solo mide su entorno sino que puede comparar las mediciones con intervalos dados y enviar mensajes informativos o de alarma.

Esta solución, debido al bajo precio de conexión de la UNB comparada con otras tecnologías puede habilitar nuevas soluciones de monitoreo inalámbricas, con lo que la instrumentación puede ser parte del boom del Internet de las Cosas. El proyecto sigue en evolución y puede incorporar nuevas características en respuesta a los requerimientos del cliente.

REFERENCIAS

- [1] G Kortuem, F. Kawsar, D. Fitton, V. Sundramoorthy. *Smart objects as building blocks for the Internet of things*. Internet Computing, IEEE. Volumen 14, número 1. 2010.
- [2] J. Gubbi, R. Buyya, S. Marusic, M. Palaniswami. *Internet of Things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions*. Future Generation Computer Systems 29. 2013 Pp: 1645-1660.
- [3] J L. Atzori, A. Iera, G. Morabito *The Internet of Things: A survey*. Computer Networks, Volumen 54, número 15. Octubre 2010, páginas 2787-2805
- [4] Weiser, M.: *The Computer for the 21st Century*. Scientific American 265(9):66–75 (1991)
- [5] K. Ashton. *That "Internet of Things" thing*. RFID Journal (2009).
- [6] SIGFOX White Paper. Bajado el 06/08/2014 del enlace <http://www.sigfox.com/en/#!/technology>
- [7] MIT Technology Review. *Cellular Data Network for Inanimate Objects Goes Live in France*. Noviembre, 2013. Bajado del enlace <http://www.technologyreview.com/news/507321/cellular-data-network-for-inanimate-objects-goes-live-in-france/> el 06/08/2014.

IMPLEMENTACIÓN EN FPGA DE UNA INTERFAZ GRÁFICA DE USUARIO INTEGRADA CON CAPACIDAD DE PROCESAMIENTO POR HARDWARE DE SEÑALES DIGITALES

Reinier Sánchez Bao
reinier_sb@electronica.cujae.edu.cu
Víctor Villaverde García

Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, Facultad de Ing. Eléctrica; Cuba

RESUMEN

En este artículo se presenta el diseño y la implementación en FPGA de una interfaz de usuario independiente de ordenador. El sistema se basa en el procesador *soft-core* MicroBlaze y permite la conexión de un teclado y un ratón con interfaz PS2 como periféricos de entrada, así como un monitor con interfaz VGA como periférico de salida. Se permite un ambiente gráfico basado en visualización de caracteres, puntero del ratón, botones, cuadros de edición y hasta cuatro señales. El *hardware* y el *software* del sistema desarrollado son parametrizables para permitir su fácil aplicación a sistemas de instrumentación dedicados basados en FPGA. Para la comunicación SPI con el conversor análogo digital y su preamplificador se desarrolla un controlador, el cual está concebido para incluir bloques *hardware* con funciones de procesamiento específicas. Esta concepción favorece el paralelismo y permite simplificar el procesador para minimizar su consumo de recursos *hardware*. Como resultado general se logró la implementación del sistema sobre una placa de desarrollo de Xilinx modelo Spartan-3E Starter Kit.

INTRODUCCIÓN

Como trabajo colateral de la presente investigación, se han desarrollado diversos módulos PI (Propiedad Intelectual) que implementan algoritmos de procesamiento de señales obtenidas a partir de las técnicas de bioimpedancia y ultrasonido Doppler para la caracterización en tiempo real del flujo sanguíneo. La información resultante debe ser visualizada en un

monitor y el sistema debe permitir un entorno amigable con el operador. Los sistemas con estas características a menudo incorporan alguna variante de ordenador portátil para la implementación de la interfaz con el usuario. Esto se traduce en un encarecimiento del costo del sistema. El diseño basado en FPGA permite integrar en un dispositivo el *hardware* y el *software* necesarios para implementar aplicaciones específicas, junto con un sistema con procesador que controle la interfaz con el usuario a través de periféricos convencionales de entrada/salida sin necesidad de incorporar un ordenador.

Existen diversos antecedentes de módulos PI controladores VGA, tanto comerciales como módulos de código abierto [1, 2] o que combinan la interfaz PS2 para entrada con la interfaz VGA para salida de información [3]. Estos sistemas proveen características y funcionalidades que se ajustan a diversas aplicaciones. Por ejemplo, la mayoría de los módulos IP controladores VGA presentan resolución parametrizable o ajustable, pero esto usualmente implica más consumo de recursos. Además el empleo de memoria RAM externa favorece la implementación de resoluciones y profundidades de color que con los recursos de memoria disponibles en los FPGA normalmente son irrealizables, pero esto a costo de necesitar esquemas de administración de buses y colas (*First In First Out, FIFO*) o emplear alternativas basadas en controladores de DMA (*Direct Memory Access*) [1]. Sin embargo, en muchas aplicaciones de monitoreo, las variables a mostrar son funciones del tiempo, y pueden desarrollarse alternativas más simples, pero consecuentemente menos consumidoras de recursos

[2]. Estas alternativas muchas veces son código abierto, y por tanto están disponibles para ser modificadas para mejorar sus prestaciones o ajustarlas a una aplicación en concreto.

En el presente trabajo se desarrolla una interfaz de usuario basada exclusivamente en los recursos de un FPGA con interfaces de entrada PS2 para teclado y ratón, y salida VGA para monitores, así como control de los canales de adquisición y generación de señales analógicas. El sistema presentado está concebido para incluir *hardware* dedicado al procesamiento digital en tiempo real de las señales adquiridas, aprovechando el paralelismo que permite la tecnología FPGA.

MATERIALES Y MÉTODOS

ESQUEMA GENERAL Y PRINCIPIOS DE DISEÑO.

Para la implementación de la interfaz de usuario sobre *hardware* reconfigurable y su validación se utiliza la placa de desarrollo Spartan-3E *Starter Kit* [4]. El sistema diseñado para el control de la interfaz con el usuario se basa en el empleo de MicroBlaze como unidad de

procesamiento central y en módulos PI como periféricos, tanto incluidos en EDK (*Embedded Development Kit*) como módulos propios desarrollados en la presente investigación.

En la Figura 1 se muestra el esquema de conexión de los módulos PI periféricos, el cual incluye los elementos empleados para implementar tanto la interfaz de usuario, como un bloque hardware hipotético de pre procesamiento, que representa la potencialidad de inclusión de un esquema de procesamiento dedicado a una aplicación específica.

Se toma como principio de diseño que las tareas de procesamiento que demandan mayor velocidad sean implementadas directamente en *hardware*. Esto permite establecer los parámetros de optimización en la implementación del módulo PI del procesador MicroBlaze para presentar un consumo bajo de recursos.

El módulo INTC (*Interrupt Controller*) se configura para presentar tres entradas de solicitud de interrupción externas al procesador.

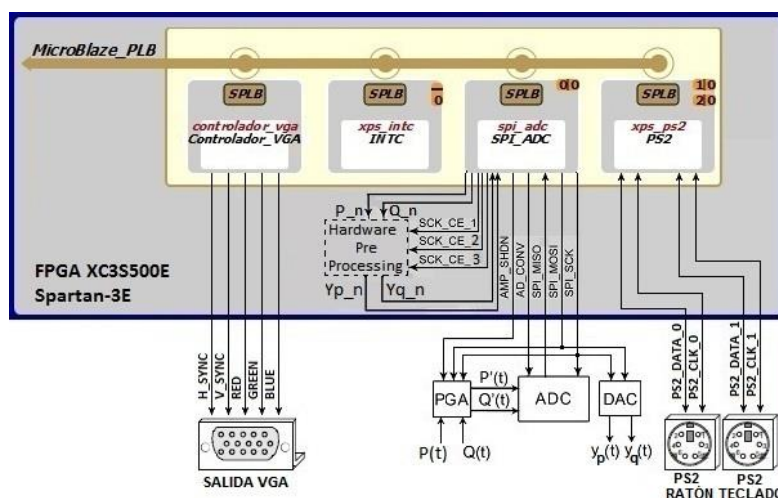


Figura 1. Diagrama en bloques general del sistema.

DESARROLLO DEL MÓDULO PI CONTROLADOR VGA

La placa de desarrollo Spartan-3E incluye un conector para interfaz VGA (*Video Graphics Array*) con un monitor de PC. La interfaz VGA está compuesta de dos señales digitales para control de sincronismo de los barridos

horizontal y vertical (H_SYNC y V_SYNC), y tres señales que contienen en su amplitud la información de intensidad de los colores primarios rojo, verde y azul (RED, GREEN y BLUE) para cada pixel [5]. En la placa de desarrollo Spartan-3E estas cinco señales son acopladas directamente a terminales del FPGA a través de un

resistor en serie. Como consecuencia sólo es posible representar ocho colores en pantalla.

La frecuencia de reloj de pixel necesaria para una resolución dada se define como [5]:

$$f_p = p_h \cdot l_v \cdot f_v \quad (1)$$

Donde p_h es el total de pulsos de reloj de pixel por línea en cada barrido horizontal, l_v es el total de líneas en cada refrescamiento de la pantalla o barrido vertical y f_v es el número de refrescamientos de pantalla por segundo o frecuencia de barrido vertical.

Se toma como condición de diseño el seleccionar 50 MHz como frecuencia de reloj de pixel, para que coincida con la frecuencia del oscilador de la placa de desarrollo. Con esta condición (1) queda balanceada para una frecuencia de barrido vertical de 72.188 Hz y una resolución de 800 x 600 pixeles en el área visible, correspondiente al estándar #900603A de VESA (*Video Electronics Standards Association*), establecido en 1991, por lo que es compatible con todos los monitores de PC fabricados desde entonces.

El controlador VGA desarrollado es una modificación de un módulo PI [2] de libre acceso (*open core*) con las siguientes características:

- Resolución de 640 x 480 pixeles.
- Capacidad de visualización de un gráfico para representación de funciones inyectivas.
- Generación por *hardware* de la visualización de las cuadrículas del gráfico.
- Visualización de caracteres ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*) con resolución de 8 x 16 pixeles por carácter.
- Colores parametrizables para el puntero, las cuadrículas, el texto y el fondo de la pantalla, así como para cada punto de las señales.

Las modificaciones realizadas incluyen ajustes y correcciones en el diseño; así como la modificación o adición de características.

El componente de más alto nivel (*Top-level*) es el denominado Controlador_VGA en la figura 1. La base de sincronismo del controlador la constituyen dos

contadores en cascada (HORIZONTAL y VERTICAL). HORIZONTAL recibe como entrada el reloj de pixel, y VERTICAL recibe como entrada la señal de desbordamiento de HORIZONTAL, la cual corresponde con el final de un barrido horizontal o línea. La cuenta máxima corresponde con el período de barrido en las respectivas direcciones. Las salidas de estos contadores son: **s_h_count** para el control de la frecuencia de barrido horizontal y **s_v_count** para el control de la frecuencia de barrido vertical. Estas señales constituyen las entradas de los bloques en los cuales se implementa la lógica para la generación de las señales de sincronismo vertical y horizontal respectivamente. La lógica de generación de las señales de sincronismo está concebida para que los valores de **s_h_count** y **s_v_count** correspondan con la posición del barrido sobre la pantalla durante el tiempo de visualización y se emplean para evaluar si el píxel actual corresponde a un carácter, a una cuadrícula de gráfica, a una señal, al puntero o al fondo.

La visualización de caracteres se logra combinando el empleo de una memoria RAM para el almacenamiento de los códigos ASCII de los caracteres según su posición y una memoria ROM que almacena las máscaras de bits para la conformación de cada carácter según su código ASCII. Los caracteres se representan con 16 pixeles de alto y 8 de ancho, por lo que se pueden representar 100 columnas y 37 filas de caracteres para la resolución establecida.

Para determinar si el pixel actual corresponde a alguna de las cuadrículas se realiza una comparación de la posición actual con los límites de cada cuadrícula. En caso positivo, el píxel actual corresponde a una cuadrícula si coinciden los *bits* menos significativos (en función del tamaño de las cuadrículas) de la posición del extremo superior izquierdo, con los bits correspondientes de las señales **s_v_count** o **s_h_count**.

Los botones y cuadros de edición son dibujados como combinación de caracteres especiales, formando un recuadro alrededor del texto correspondiente, y consecuentemente ubicados en la memoria RAM para almacenamiento de texto. La gestión de detección de eventos de los botones y cuadros de texto se realiza por *software*. Por tanto, estos elementos de la interfaz no implican un consumo de memoria ni recursos de *hardware* adicionales.

La memoria RAM para almacenamiento de señales se emplea para almacenar los valores de posición vertical de hasta dos puntos por columna, lo que permite graficar hasta cuatro señales dispuestas en un arreglo de gráficos apropiado. En su lectura se emplea **s_h_count** como dirección, y se compara su salida actual y anterior con **s_v_count**. En caso de que coincida con alguno de ellos o tenga un valor intermedio, el pixel actual corresponde con un punto de una señal a representar. Como el refrescamiento de las gráficas se realiza mientras se realiza el barrido, la frecuencia máxima de actualización coincide con la frecuencia de refrescamiento. Para visualizar señales de más alta frecuencia debe realizarse el registro en memoria de la señal a partir de un evento generado por el usuario o por la propia señal. En este caso, la frecuencia máxima de la señal a visualizar está determinada por el ancho de banda del canal de medición y digitalización. En la placa Spartan-3E, este valor es idealmente de 750 kHz, acorde a la frecuencia de muestreo del ADC.

Para determinar si el pixel actual corresponde al puntero del ratón se compara la posición en pantalla del pixel actual con el resultado de una función combinacional que evalúa una máscara fija con la forma de la flecha del puntero a partir de sus coordenadas (Tabla 1).

Tabla 1. Tabla de la verdad de los pixeles correspondientes al puntero del ratón a partir de su posición.

i_cursor_x	+1	+2	+3	+4	+5	+6	+7
i_cursor_y	1	0	0	0	0	0	0
+1	1	1	0	0	0	0	0
+2	1	1	1	0	0	0	0
+3	1	1	1	1	0	0	0
+4	1	1	1	1	1	0	0
+5	1	1	1	1	1	1	0
+6	1	1	1	1	1	1	1
+7	1	1	1	1	1	1	1
+8	1	1	1	1	1	0	0
+9	1	1	0	1	1	0	0
+10	1	0	0	1	1	0	0
+11	0	0	0	0	1	1	0
+12	0	0	0	0	1	1	0
+13	0	0	0	0	0	0	0
+14	0	0	0	0	0	0	0
+15	0	0	0	0	0	0	0
+16	0	0	0	0	0	0	0

Finalmente, la lógica de selección del color del pixel actual consiste en la multiplexión hacia las señales de colores de la interfaz VGA de los parámetros de color de cada elemento. El multiplexado de los parámetros de configuración del color hacia las señales de color se realiza acorde a una jerarquía de representación para el caso que en un pixel coincidan más de un elemento.

MÓDULO CONTROLADOR DE INTERFAZ SERIE PS2

El *software* EDK incluye un Módulo Controlador de Interfaz Serie PS2, el cual presenta interfaz PLB para su conexión al procesador. La señal de solicitud de interrupción de cada controlador es activada por la transmisión, la recepción o por varias condiciones de error en cualquiera de los dos sentidos de la comunicación [6].

El módulo PS2 es configurado como puerto dual, por lo que ofrece dos interfaces de comunicación y dos señales independientes para solicitud de interrupción. La placa de desarrollo Spartan-3E *Starter Kit* incluye un puerto PS2. A fin de conectar al sistema simultáneamente un teclado y un ratón se realizó un adaptador que permite la expansión del conector de la placa a dos conectores PS2.

DESARROLLO DEL MÓDULO PI SPI_ADC

El módulo PI SPI_ADC se desarrolla con la funcionalidad específica de controlar los procesos de: inicialización del PGA y establecimiento de la ganancia de entrada, muestreo y adquisición de las señales de entrada por medio del ADC, generación de las señales de salida a través del DAC y generación de solicitud de interrupción cada período de muestreo. Para ello además se implementa el control de la interfaz SPI para comunicación con el PGA, el ADC y el DAC.

El módulo presenta cinco registros de entrada/salida que son conectados a las señales de control **ganancia** y **Ts_inicial**; así como a las señales de entrada (**P_n** y **Q_n**) y salida (**Yp_n** y **Yq_n**) del componente *hardware* de pre procesamiento. La señal **ganancia** se emplea en la inicialización del PGA para establecer la ganancia de los preamplificadores de los dos canales analógicos de entrada. En caso de ser modificada desde el procesador, se repite el proceso de inicialización para establecer el

nuevo valor de ganancia. La señal **Ts_inicial** se emplea para establecer el período de muestreo.

La línea **AMP_SHDN** es usada para llevar las entradas y salidas del PGA a tercer estado en caso de que el sistema esté deshabilitado. Las líneas **AMP_CS** y **DAC_CS** constituyen las señales de habilitación de la comunicación SPI del PGA y del DAC respectivamente, y se emplean para multiplexar en el tiempo las señales comunes de dato y reloj del bus SPI. Al iniciar el sistema se emplea **SPI_MOSI** (*Master Output-Slave Input*) para enviar la palabra de configuración que establece las ganancias del PGA.

DESARROLLO DEL SOFTWARE PARA EL CONTROL DE LA INTERFAZ CON EL USUARIO

El código fuente de la aplicación para el control de la interfaz con el usuario es escrito en el lenguaje C. En el programa principal (figura 6) se realiza exclusivamente la inicialización de los componentes del sistema, puesto que el control de la operación de la interfaz radica en las ISR (*Interrupt Service Routines*). Posterior a esto, el programa cae en un lazo infinito, a la espera de ocurrencia de interrupciones. El período de muestreo y la ganancia del PGA pueden ser modificados por el usuario durante la operación del sistema.

Para los elementos gráficos de la interfaz (botones, cuadros de edición y cuadrículas de gráficos) se crean estructuras que agrupan sus propiedades, posición y cadenas de texto. Estas estructuras son también inicializadas en el programa principal, seguidas de los parámetros del módulo Controlador_VGA que establecen los colores de fondo, cuadrícula, caracteres y el puntero del ratón.

En la ISR para atención al ratón (Figura) se atiende la respuesta al comando de reinicio y se habilita el modo de comunicación por tramas.

El ratón transmite tres paquetes de datos en que envía el desplazamiento relativo horizontal y vertical, así como el estado de los botones [4, 5]. Esto es decodificado en la ISR para determinar la nueva posición del puntero o el inicio de un evento *on click*. En este caso, si el puntero se encuentra sobre alguno de los botones o cuadros de edición de texto de la interfaz, se ejecutan las acciones

correspondientes de cada botón o se modifica consecuentemente el modo de edición de texto.

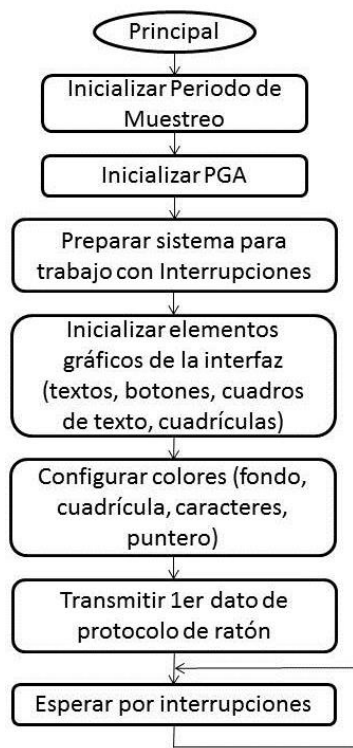


Figura 2. Diagrama de flujo lógico del programa principal.

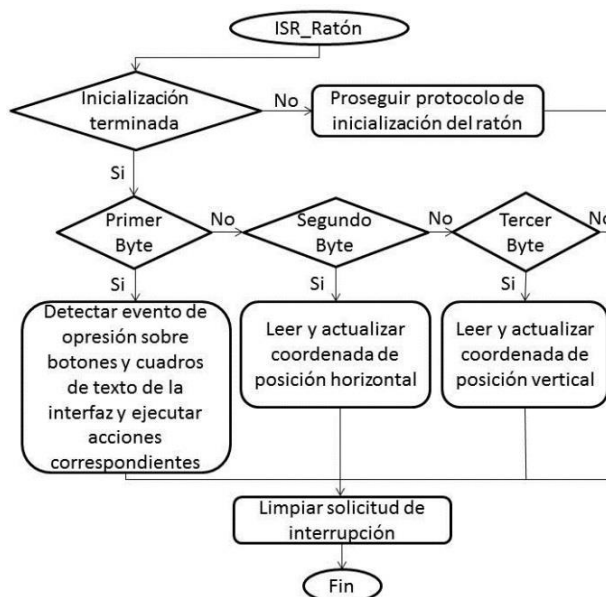


Figura 3. Diagrama de flujo lógico de la subrutina de atención a la interrupción de ratón.

En el caso del teclado, cada tecla tiene un código único (*scan-code*) que se envía cada vez que la tecla correspondiente se ha presionado. Cuando se suelta la tecla, el teclado envía el carácter F0h (*key-up*) seguido por el *scan-code* de la tecla liberada [4, 5]. A partir del *scan-code* se realiza la conversión a código ASCII y se valida si en función del tipo de carácter y el modo de edición, el carácter debe ser enviado a pantalla.

Finalmente, y debido a que todo el procesamiento se realiza por *hardware*, en la ISR para atención al módulo SPI_ADC simplemente se leen las señales de salida del bloque de pre procesamiento y los valores leídos se escalan al intervalo de representación vertical de los gráficos de salida y se escriben en la RAM para almacenamiento de señales.

RESULTADOS

La Tabla 2 muestra los indicadores más relevantes del consumo de recursos *hardware* del sistema mostrado en la Figura 1, excluyendo el componente de pre procesamiento *hardware*.

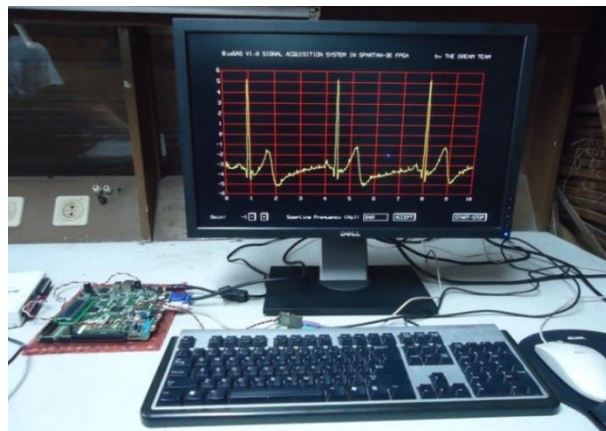
Tabla 2. Consumo de recursos hardware de la implementación en tiempo real de la interfaz de usuario en el FPGA Spartan-3E XC3S500E.

Recurso	Disponible	Usado	% de Uso
Flip Flops	9 312	2721	29
LUTs	9 312	4732	50
Slices	4 656	3420	73
MULT18X18SIOs	20	11	55
Bloques RAM	20	14	70

La figura 4 muestra la implementación del sistema resultante, el cual presenta las siguientes características:

- Resolución de 800 x 600 pixeles a 72 Hz.
- Capacidad de visualización simultánea de hasta cuatro gráficos independientes para representación de funciones.
- Generación por hardware de la visualización del puntero del ratón.

- Adición de caracteres especiales para la representación de botones y cuadros de



edición.

- Interfaz de comunicación PLB esclava para comunicación con el procesador MicroBlaze.

Figura 4. Implementación de la interfaz gráfica de usuario

CONCLUSIONES

Como resultado general se implementó en la placa de desarrollo un sistema con procesador que permite el control de la interfaz gráfica con el usuario basada en el empleo de un monitor, un teclado y un ratón, y consecuentemente constituye un sistema con interfaz gráfica independiente de ordenador. Al prescindir de un ordenador se disminuyen los costos de producción de un sistema de instrumentación que incorpore esta interfaz. Este sistema permite la adquisición de señales y su visualización en pantalla en tiempo real, así como la fácil integración de bloques de procesamiento dedicados. La interfaz gráfica desarrollada permite la comparación de cuatro señales en tiempo real comprobando la similitud de patrones entre ellas. Además permite la entrada y visualización de datos (de control e informativos) entre el sistema y el usuario. La facilidad del reajuste de los parámetros de ganancia y de frecuencia de muestreo del sistema permite la adquisición de señales con diferentes características. Esto, unido a que el sistema está implementado sobre *hardware* reconfigurable, favorece que la interfaz de

usuario pueda ser incorporada a otros sistemas de instrumentación implementados en FPGA.

AGRADECIMIENTOS

Agradecemos a nuestros estudiantes: Isabel Arnáiz Márquez, Laura L. Castro Acevedo, Alejandro Rey Estrada y Leidy M. Alvero González por sus contribuciones en el desarrollo del código VHDL y de la implementación y unificación del sistema en EDK. Agradecemos al Departamento de Bioingeniería del Instituto Superior Politécnico "José Antonio Echeverría" por el soporte material y tecnológico ofrecido.

REFERENCIAS

[1] S. Zaheeruddin; and S. Munwar, "FPGA implementation of VGA controller," presented at the

International Conference on Electronics and Communication Engineering (ICECE), 2012.

[2] S. Amato, "yaVGA IP core," ed: Open Cores (<http://www.opencores.org/?do=project&who=yavga>), 2009.

[3] B. M. Krishna;, V. G. S. Swaroop;, K. G. Deepika;, and P. H. Khan., "PS2-VGA Peripheral based Character Display using FPGA," in *International Journal of Computer Applications* vol. 48, ed, 2012, p. 5.

[4] Xilinx, "Spartan-3E FPGA Starter Kit Board User Guide," ed, 2008.

[5] P. P. Chu, *FPGA Prototyping by VERILOG Examples*, XILINX Spartan-3 version ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2008.

[6] Xilinx, "LogiCORE IP XPS PS2 Controller," in *DS707 (v1,01b)*, ed, 2010.

SISTEMA DE ULTRASONIDO DOPPLER ESPECTRAL DE ONDA PULSADA SOBRE FPGA

Reinier Sánchez Bao
reinier_sb@electrica.cujae.edu.cu
Isabel Arnais Márquez
Víctor Villaverde García

Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, Facultad de Ing. Eléctrica; Cuba.

RESUMEN

Las enfermedades cardiovasculares son la principal causa de muerte por enfermedades no transmisibles a nivel mundial. La técnica de ultrasonido Doppler constituye el método fundamental para el diagnóstico de patologías vasculares de alto riesgo. Los sistemas de ultrasonido Doppler comercializados en la actualidad se caracterizan por ser costosos. Como posible solución se diseña un sistema basado en FPGA que implementa la técnica de ultrasonido Doppler de onda pulsada espectral para ser acoplado a una interfaz de usuario, para la visualización del perfil de velocidades del flujo sanguíneo asociado a la señal de desplazamiento Doppler. El sistema se diseña para realizar la visualización en modo RGB con 9 bits de profundidad de color, 8 bits de resolución de velocidades y 7.5 ms de resolución en el tiempo. El procesamiento del sistema se diseña para su implementación sobre un Spartan-3E de Xilinx.

INTRODUCCIÓN

Reportes recientes de la Organización Mundial de la Salud plantean que las enfermedades cardiovasculares son la principal causa de muerte por enfermedades no transmisibles a nivel mundial. La técnica de ultrasonido Doppler constituye el método fundamental para el diagnóstico de patologías vasculares de alto riesgo que convergen a la sintomatología de dichas enfermedades cardiovasculares. Los sistemas de ultrasonido Doppler comercializados en la actualidad se caracterizan por ser costosos y sobredimensionados a más de una técnica, lo

cual los hace más versátiles pero limita su disponibilidad en clínicas no especializadas. Como solución a esta problemática se diseña un sistema de ultrasonido Doppler de onda pulsada espectral para ser integrado a una interfaz de usuario con disponibilidad de periféricos básicos. En aras de integrar el procesamiento digital y la interfaz de usuario del sistema en un mismo circuito integrado se selecciona como plataforma de implementación el *hardware* reconfigurable basado en FPGA.

Los sistemas de ultrasonido Doppler pulsados emiten ráfagas de ultrasonido por intervalos regulares. La duración de estas ráfagas determina el volumen de muestra, mientras que la demora entre la transmisión de una ráfaga y la recepción del ultrasonido proveniente del vaso establece la profundidad de estudio. Estos sistemas presentan un único transductor para la emisión y la recepción del ultrasonido. Su única deficiencia es la no determinación de todas las componentes de velocidad presentes en el volumen de muestra, pues la frecuencia de repetición de la ráfaga (FRP) de ultrasonido establece el límite máximo de velocidad detectable [1, 2]. Los sistemas Doppler espectrales reciben la señal de desplazamiento Doppler y aplican un método de estimación espectral para visualizar un espectrograma, que corresponde con el comportamiento del perfil de velocidades del flujo sanguíneo en el tiempo.

MATERIALES Y MÉTODOS

DISEÑO DEL SISTEMA

El sistema de ultrasonido Doppler de onda pulsada espectral se compone de canal analógico de adquisición, sistema de procesamiento digital e interfaz de usuario. El canal analógico se diseña para un transductor de 8 MHz con 15 V de tensión de excitación. Se toma como criterio de diseño que el error total permisible en el sistema es de 0.1 %, lo cual implica una precisión de 10 bits y una relación señal a ruido de 60 dB. La información relativa al perfil de velocidades del

flujo sanguíneo dentro de un vaso superficial es visualizada en forma de sonograma con 256 componentes de velocidades y 6.2 s máximo de intervalo de tiempo representable para una resolución de 800x600 píxeles. La visualización se realiza en modo RGB con 9 bits de profundidad de color. El procesamiento digital y la interfaz de usuario son implementados por separado sobre la placa de desarrollo con FPGA Spartan-3E *Starter Kit*. El diagrama en bloques del sistema diseñado se muestra en la Figura 1.

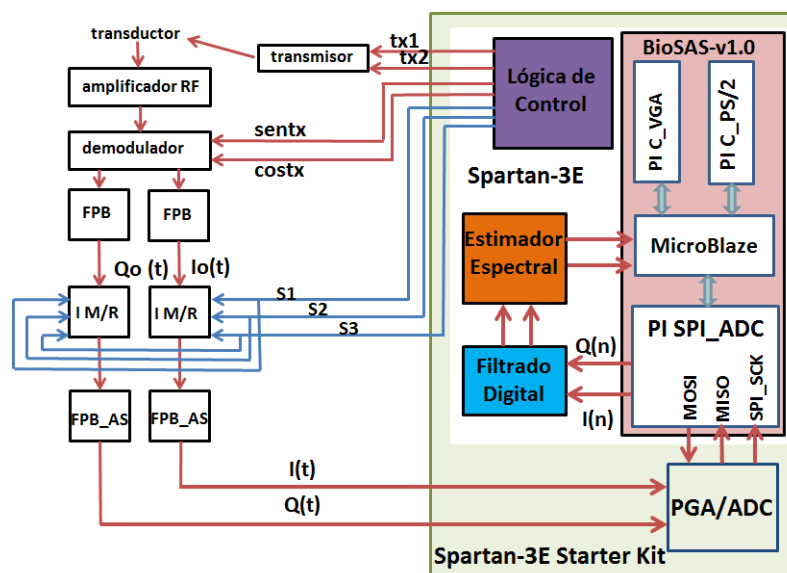


Figura 1. Diagrama en bloques del sistema de ultrasonido Doppler de onda pulsada espectral.

El bloque transmisor genera el pulso ultrasónico para la excitación del transductor. La señal de desplazamiento Doppler que retorna del tejido es amplificada y su información es trasladada a banda base mediante el bloque demodulador. El bloque demodulador emplea dos portadoras en cuadratura de fase, técnica que conserva la parte real e imaginaria de la señal, garantizando la posterior estimación de su espectro complejo a partir de la Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, FFT) Compleja. La señal demodulada es muestreada a partir de un bloque integrador con muestreo y retención (I M/R), el cual entrega una muestra por cada ráfaga emitida. Las salidas del bloque integrador con muestreo/retención son filtradas para evitar el solapamiento en el espectro producto del muestreo y cuantificadas a través del canal

dual de digitalización con interfaz SPI (*Serial Peripheral Interface*) disponible en la *Spartan-3E Starter Kit*. La adquisición de estas señales es controlada por una interfaz de usuario (BioSAS-v1.0), la cual es una unidad de control de interfaz con el usuario, basada en FPGA y en el procesador *softcore* MicroBlaze, y con interfaces para monitor VGA, teclado y ratón.

Las señales cuantificadas $I(n)$ y $Q(n)$ son procesadas por el bloque de Filtro Digital pasa-banda con el objetivo de eliminar los armónicos de la frecuencia repetición del pulso y las componentes de alta amplitud y baja frecuencia generadas por los movimientos de contracción en las paredes del vaso. El bloque Estimator Espectral obtiene el espectro complejo bilateral resultante de las señales $I(n)$ y $Q(n)$ a partir de la

aplicación de la FFT Compleja para 256 muestras. El flujo de datos para la visualización en pantalla del sonograma es controlado por la interfaz de usuario BioSAS-v1.0.

El sistema de procesamiento digital se desarrolla interconectando los bloques de SysGen en el entorno de Simulink, lo cual facilita la dinámica en el análisis de alternativas, el diseño *hardware* y la simulación. El elemento "PI SPI ADC" se desarrolla con la herramienta ISE (*Integrated System Environment*) de Xilinx, versión 12.4i, mediante su interfaz gráfica *Project Navigator*. Para la integración de todo el sistema de la Figura 1, su programación y su síntesis se emplea XPS (*Xilinx Platform Studio*) [3, 4].

CANAL ANALÓGICO DE ADQUISICIÓN

El bloque analógico transmisor genera una ráfaga de sinusoides de 8 MHz con amplitud de 15 V. Para lograr dichas sinusoides se generan dos señales digitales en contrafase. Estas señales son acopladas a partir de dos etapas amplificadoras a transistores a un transformador con terminal central, núcleo de ferrita y relación de transformación unitaria. Debido a la naturaleza inductiva de la carga se incorpora una red de protección *snubber* de tipo RLD (Resistor-Inductor-Diodo).

La señal de desplazamiento Doppler presenta una amplitud entre los 10 y 100 μV . Esto implica que el amplificador RF debe incorporar una ganancia de 80 dB a dicha señal [2]. A la entrada del amplificador RF se ubica un circuito RLC (Resistor-Inductor-Capacitor) resonante a 8 MHz a modo de filtro selectivo. Seguidamente se ubican dos diodos de protección contra los picos de tensión de fuga del transmisor y los picos de corriente de la carga inductiva. Para introducir la ganancia de 80 dB se dispone del operacional AD8022 [5]. Esta alternativa produce un aumento del error del canal, puesto que fue necesario el empleo de cuatro etapas para distribuir la ganancia, y poder cumplir con la restricción de ancho de banda. Para la demodulación en cuadratura de fase se emplea el mezclador de radiofrecuencias AD831 de baja distorsión y con 500 MHz de ancho de banda, recomendado por *Analog Devices* para este fin en aplicaciones de ultrasonido Doppler [6].

Las componentes de frecuencia resultantes del proceso de demodulación que se encuentran fuera de la banda

de información son eliminadas a través de un filtro pasa-bajo de orden 2. Los resultados por simulación revelan un error de 1.17 mdB en la banda de paso y 60 dB de atenuación a los 2.9 MHz.

Las señales $I(t)$ y $Q(t)$ resultantes de la demodulación en cuadratura de fase y filtrado son integradas y muestreadas a la FRP a partir de bloques integradores de muestreo/retención (uno por canal). El integrador se diseña a partir del AD8048 [7]. Para el muestreo de la señal y el *reset* del capacitor de integración se emplea el interruptor con control digital ADG901 [8]. No se dispone del modelo para simulación del ADG901 ni del componente físico, lo que impide la comprobación del diseño propuesto.

A cada uno de los canales se incorpora un filtro pasa-bajo *anti-aliasing* de orden 4, con frecuencia límite de la banda de paso de 8 kHz y frecuencia de atenuación de 100 kHz. Del análisis de su respuesta de frecuencia obtenida por simulación se tiene que el error máximo en la banda de paso es de 3.24 mdB y la atenuación a los 100 kHz es de 60.11 dB.

La Spartan-3E *Starter Kit* dispone de un canal dual de acondicionamiento y digitalización, conformado por un preamplificador dual de ganancia programable (PGA) LTC6912-1 y un conversor analógico-digital (ADC) dual de 14 bits LTC1407A-1 con salida SPI [9].

PROCESAMIENTO DIGITAL

El subsistema de procesamiento digital lo integran los bloques Lógica de Control, Filtrado Digital y Estimador Espectral. El bloque Lógica de Control genera las señales en contrafase para la excitación del transmisor, las portadoras en cuadratura de fase para la demodulación y las señales de control del bloque integrador de muestreo/retención. El bloque Filtrado Digital elimina las componentes no informativas de las señales $I(n)$ y $Q(n)$, siendo estas últimas resultado de la digitalización de $I(t)$ y $Q(t)$. Finalmente, el bloque Estimador Espectral obtiene el espectro complejo bilateral de la señal de desplazamiento Doppler a partir de las señales $I(n)$ y $Q(n)$.

En el bloque Lógica de Control se emplea una configuración de 3 biestables sincrónicos (*flip-flops*) para la generación de señales en cuadratura de fase con

frecuencia igual a $\frac{1}{4}$ de la frecuencia de reloj de entrada. Esto implica que debe disponer de una señal de reloj de 32 MHz con ciclo útil de 50% para garantizar que las señales en cuadratura y contrafase sean de 8 MHz. El número de pulsos de la ráfaga ultrasónica, la FRP y el retraso de compuerta son ajustables. Las señales en cuadratura de fase se acoplan a los terminales de salida *sentx* y *costx*.

En el sistema se emiten 5 pulsos de reloj de 8 MHz a través de los terminales *tx1* y *tx2* para garantizar un volumen de muestra de 0.9 mm. Una vez emitida la ráfaga digital al transmisor, el bloque espera 208 pulsos de reloj de 8 MHz para garantizar un retraso de 26 μ s entre el fin de la transmisión y el tiempo de compuerta. Posteriormente, *S1* entrega el pulso de control para el interruptor 1 del bloque I M/R con ancho de pulso igual al tiempo de compuerta. *S2* es el pulso de control del interruptor que aísla la muestra de tensión resultante de la integración para su posterior filtrado. *S3* es el pulso de *reset* del integrador.

El bloque Filtrado Digital elimina la componente de FRP y las componentes *clutter* presentes en las señales *I(n)* y *Q(n)*. Para ello, dispone de dos filtros digitales, uno pasa-bajo y otro pasa-alto. Las consideraciones de diseño del canal analógico imposibilitan la digitalización de las señales *I(t)* y *Q(t)* a menos de 200 kHz. La no necesidad de conservación de fase permite su implementación mediante estructuras con Respuesta al Impulso Finita (FIR) o Respuesta al Impulso Infinita (IIR).

Se consideran dos alternativas para la implementación de filtros sobre FPGA de Xilinx: MAC (*multiply and accumulate*) FIR Filter e IIR Optimizado. La primera alternativa permite la implementación de filtros FIR de hasta 1024 coeficientes para un periodo de muestreo igual a un número entero de pulsos del oscilador de la placa de desarrollo. La segunda alternativa permite la implementación de filtros IIR de *n* etapas a través de la multiplexión en el tiempo, consumiendo los recursos requeridos de una sola etapa en Forma Directa II Transpuesta.

La librería Xilinx Blockset de Simulink dispone del módulo de propiedad intelectual (módulo PI) propio de Xilinx: *Fast Fourier Transform 7.1*. Este bloque optimizado para la implementación de sistemas sobre

FPGAs propios de Xilinx computa la Transformada Compleja Discreta de Fourier [10] y se emplea para la obtención del espectro complejo bilateral de las señales *I(n)* y *Q(n)*. El módulo PI FFT 7.1 es configurado para obtener la transformada discreta de 256 muestras complejas. Cada multiplicación compleja dentro del Radix-2 es implementada con 3 multiplicadores hardware 18X18ISOs, lo cual garantiza la mayor optimización de recursos *hardware* en la implementación de las multiplicaciones complejas.

La frecuencia de trabajo del módulo PI FFT 7.1 en el diseño es de 25 MHz. Como la frecuencia de muestreo a la salida del Filtrado Digital es 33,3 kHz, ambos bloques deben ser sincronizados para su integración. Para ello, se incorpora una memoria con estructura FIFO (*First In First Out*) direccionable en cada una de las entradas real e imaginaria del módulo PI FFT 7.1. Estas almacenan las últimas 256 muestras a cada una de las salidas del Filtrado Digital, las cuales son leídas por el módulo PI FFT 7.1 a cada pulso de inicio de transformada.

SIMULACIÓN DEL PROCESAMIENTO DIGITAL CON SYSTEM GENERATOR/SIMULINK

Para la simulación y co-simulación del procesamiento digital se genera una señal de estímulo con un comportamiento similar a la señal de desplazamiento Doppler y precisión de 64 *bits*. Esta señal de estímulo está compuesta por la componente del transductor, una componente de flujo directo, una componente de flujo inverso y una componente *clutter* resultante del movimiento en las paredes de los vasos. Para obtener sus señales *I(t)* y *Q(t)* correspondientes se simula el canal analógico de adquisición a través de bloques propios de Simulink para variable continua. Estos bloques procesan con 64 *bits* de precisión. Las señales a la entrada del procesamiento digital se obtienen mediante la cuantificación de las salidas del bloque para la simulación del canal analógico de adquisición con 14 bits de precisión y 12 después del punto binario (de acuerdo con la precisión e intervalo dinámico del ADC).

MÓDULOS PI LC_DOPPW Y PI SA_DOPPS

Como parte de la integración del subsistema de procesamiento digital a la interfaz de usuario se crean

los módulos PI LC_DOPPW y PI SA_DOPP (Figura y Figura respectivamente) para el sistema Doppler de onda pulsada espectral.

El módulo PI LC_DOPPW es un módulo PI personalizado que integra los bloques Filtrado Digital y Estimador Espectral integrable a diseños basados en procesadores sobre FPGA de Xilinx. El bloque PLBv.4.6 actúa como puente entre la interfaz PLB (*Peripheral Local Bus*) y las

interfaces BUS2IP para escritura e IP2BUS para lectura del componente USER_LOGIC.

En el caso del módulo PI LC_DOPPW el componente USER_LOGIC contiene la lógica desarrollada por ISE Project Navigator del bloque Lógica de Control, así como la lógica de decodificación y control necesaria para el acceso a 3 registros de entrada/salida (SLV_REG[0...1]). Estos registros se conectan las señales de configuración del componente Lógica de Control.

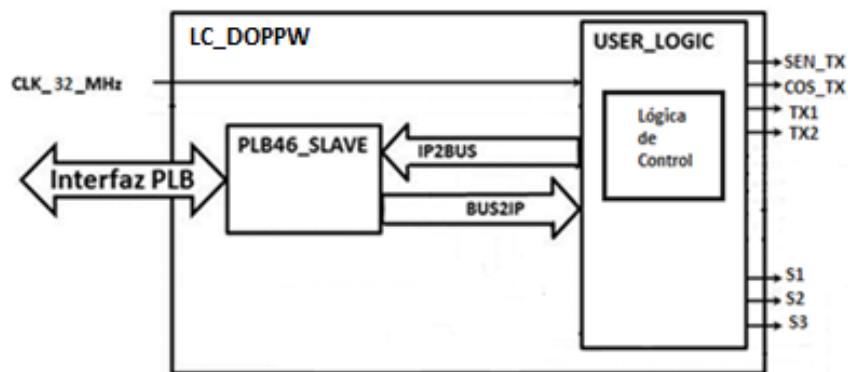


Figura 2. Diagrama en bloques del módulo PI LC_DOPPW.

En el módulo PI SA_DOPP8 el componente INTERRUPT_CONTROL_I administra la señal de solicitud de interrupción IP2Bus_IntrEvent generada por la lógica de usuario (USER_LOGIC) para entregar una única salida

de solicitud de interrupción (IP2INTC_Irpt). La señal IP2Bus_IntrEvent se activa cuando los datos de la transformada son válidos o cuando ocurre saturación durante el cálculo de la transformada.

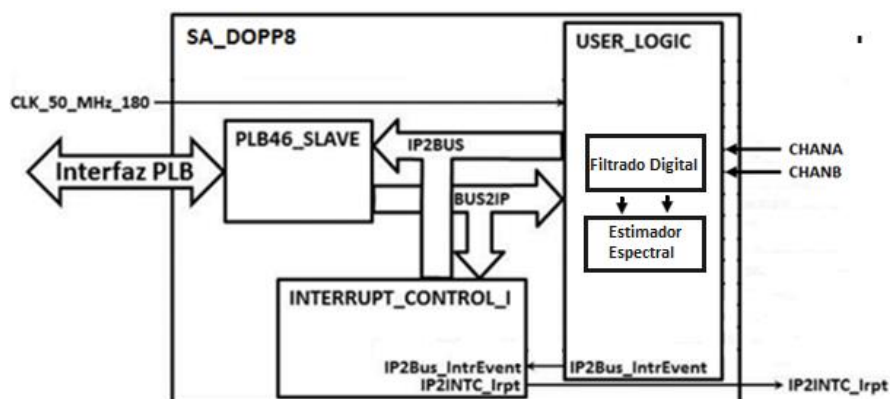


Figura 3. Diagrama en bloques del módulo PI SA_DOPP8.

El componente USER_LOGIC contiene la lógica desarrollada por ISE Project Navigator de los bloques, Filtrado Digital y Estimador Espectral. USER_LOGIC también contiene la lógica de decodificación y control necesaria para el acceso a 2 registros de entrada/salida

(SLV_REG[0...1]). Estos registros se conectan a las terminales de salida O_RE y O_IM del componente Estimador Espectral.

El módulo SA_DOPP8 comparte la señal de reloj CLK_50_MHz_180 con el módulo SPI_ADC para

garantizar el sincronismo entre ambos periféricos, pues el primero recibe las muestras de $I(n)$ y $Q(n)$ a través del segundo por los terminales de entrada CHANA y CHANB.

RESULTADOS Y DISCUSIÓN

La tabla 1 refleja el resumen de recursos de *hardware* consumidos (RHC) del Spartan-3E por el bloque Lógica de Control.

Tabla 1. Resumen de recursos hardware consumidos del Spartan-3E por el bloque lógica de Control.

Recursos hardware del Spartan-3E	Total	Lógica de Control	
		RHC	%
Slice Flip Flop	9 312	3	1
LUT de 4 entradas	9 312	1	1
Slices Ocupados	4 656	4	1

El RHC del Spartan-3E consumido por cada alternativa de implementación del bloque de filtrado se muestra en

la Tabla 2 y fundamenta claramente la selección de la alternativa FIR con estructura MAC.

Tabla 2. Resumen de recursos hardware consumidos del Spartan-3E por cada una de las alternativas de filtrado digital.

Recursos hardware del Spartan-3E	Total	FIR Estructura MAC		IIR Optimizado	
		RHC	%	RHC	%
Slice Flip Flop	9 312	823	8	2 415	25
LUT de 4 entradas	9 312	468	5	1 559	17
Slices Ocupados	4 656	771	16	1 603	34
MULT18X18SIOs	20	4	20	16	80

El espectro resultante de la simulación del procesamiento digital se muestra en la **Figura** en la que se aprecia la componente de 2 kHz relativa al flujo directo a la derecha del eje de ordenadas y la componente de 1 kHz relativa al flujo inverso a su izquierda. La señal *clutter* de 200 Hz y la componente del transductor fueron eliminadas por el bloque Filtrado Digital durante el procesamiento.

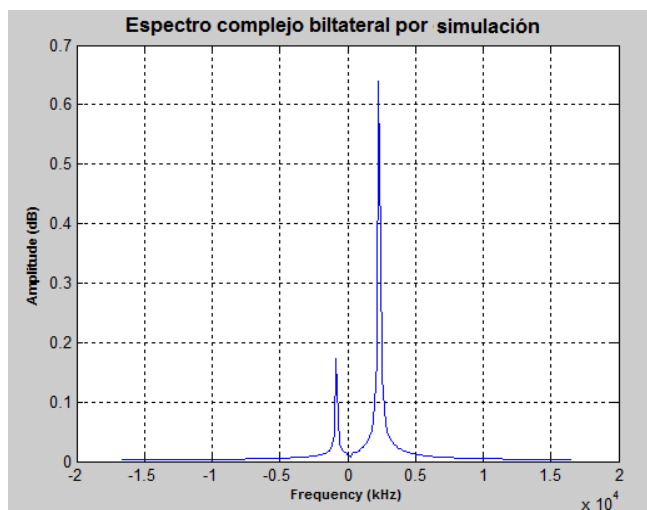


Figura 4. Espectro complejo bilateral correspondiente a la señal de desplazamiento Doppler obtenido por simulación a través del procesamiento digital.

Análisis de error por truncamiento para el procesamiento digital.

Para obtener el error por truncamiento en la banda de información (800 Hz a 8 kHz) se implementa el procesamiento digital con aritmética de 64 bits. Como estímulo se dispone de las señales correspondientes a

las partes real e imaginaria de un ruido blanco muestreado a 200 kHz. Este ruido presenta una amplitud igual al intervalo dinámico del ADC utilizado para la cuantificación de las señales analógicas $I(t)$ y $Q(t)$.

De acuerdo con las consideraciones de diseño de sistema, el error total permisible en el procesamiento

digital es de 3.5 mdB. Se simula este modelo de evaluación conservando los 18 bits de precisión para los cuales se implementó el procesamiento digital. El error absoluto obtenido para estas condiciones se muestra en la figura 5 y su valor máximo es 4 mdB (11 bits efectivos de información). Aunque este valor sobrepasa la condición de diseño para el procesamiento digital, no afecta los 10 bits de información más significativos. Por

tanto, al truncar los datos de salida del procesamiento digital (en correspondencia con la relación señal ruido para el canal analógico de adquisición), el error absoluto total introducido es 8.7 mdB, valor inherente a una cuantización de 10 bits. Por lo tanto, el procesamiento digital satisface las condiciones de diseño establecidas para el sistema de ultrasonido Doppler de onda pulsada espectral.

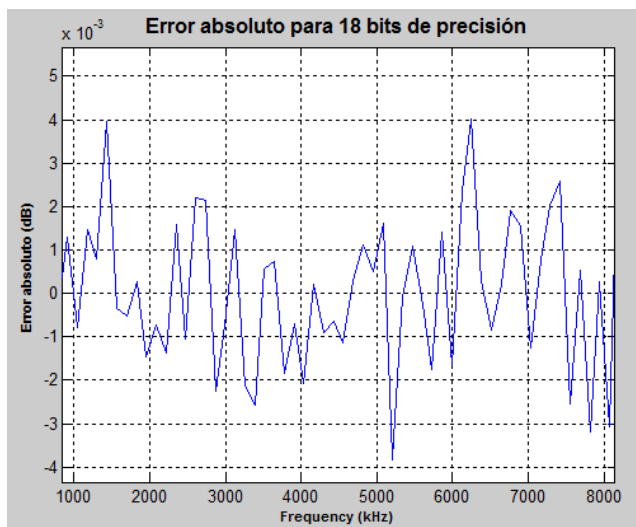


Figura 5. Error absoluto por truncamiento en el procesamiento digital con 18 bits en la banda de información.

CONCLUSIONES

El bloque Lógica de Control permite la generación de señales en cuadratura de fase con frecuencia $\frac{1}{4}$ de la señal de reloj de entrada; y dispone de PRF y tiempo de compuerta parametrizable. Esta alternativa es aplicable a todo sistema de ultrasonido Doppler pulsado implementado sobre FPGA de Xilinx, sin importar la frecuencia de insonación. Su consumo alcanza un 1% de los recursos del Spartan-3E.

La implementación de filtros digitales a partir del MAC FIR Filter es la adecuada siempre que se cumpla con la frecuencia de muestreo establecida como condición de diseño.

El módulo PI SPI_ADC para el control del canal de adquisición analógica disponible en la Spartan-3E Starter Kit es reutilizable en cualquier sistema basado en *hardware* reconfigurable, gestionado por MicroBlaze e implementado sobre esta placa de desarrollo.

El sistema Doppler de onda pulsada espectral desarrollado permite la representación del perfil de velocidades del flujo sanguíneo mediante la visualización RGB con 9 bits de profundidad de color para la representación de la cantidad de eritrocitos por componente de velocidad, 8 bits para la representación de las componentes de las componentes de velocidades sí como una resolución en el tiempo de 7.75 ms, lo cual permite un intervalo de representación máximo de 6.2 s para una resolución de 800x600.

AGRADECIMIENTOS

Agradecemos al Departamento de Bioingeniería del Instituto Superior Politécnico "José Antonio Echeverría" por el soporte material y tecnológico ofrecido.

REFERENCIAS

- [1] Alan Oppenheim, R.S., *Discrete-Time Signal Processing*. Third Edition ed2010.

- [2] D. Evans, W.M., R. Skidmore, J. Woodcock, *Doppler Ultrasound: physics, instrumentation and clinical application* 1996, Chichester, England: John Wiley & Sons Ltd.
- [3] Xilinx, *Using the ISE Design Tools for Spartan-3 Generation FPGAs. XAPP473 (v1.1)*, 2005. p. 18.
- [4] Xilinx, *Xilinx EDK Overview*, 2010.
- [5] Devices, A., *AD8021 Low Noise, High Speed Amplifier for 16-Bit Systems*, 2006.
- [6] Devices, A., *AD831 Low Distortion Mixer*, 2003.
- [7] Devices, A., *AD8047_48 250 MHz, General Purpose Voltage Feedback Op Amps*, 2003.
- [8] Devices, A., *ADG901/ADG902 Wideband, 40 dB Isolation at 1 GHz, CMOS 1.65 V to 2.75 V, SPST Switches*, 2005.
- [9] Xilinx, *Spartan-3E FPGA Starter Kit Board User Guide*, 2008.
- [10] Xilinx, *LogiCORE IP Fast Fourier Transform v7.1*, 2010.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA INFORMÁTICO PARA MONITOREO EN TIEMPO REAL DE LA DEFORMACIÓN VOLCÁNICA

Roberto Carlos Toapanta Guamán
robertocarlos.toapanta@gmail.com
Pablo Marcillo Lara

Departamento de Geofísica de la Escuela Politécnica Nacional (IG-EPN); Quito, Ecuador

RESUMEN

En el presente artículo describe un sistema informático dirigido al monitoreo en tiempo real de uno de los parámetros más importantes dentro del estudio de volcanes. Este parámetro denominado deformación volcánica, es generado a causa del movimiento del magma en el interior del edificio volcánico al momento de una posible erupción. Esto se observa en el cambio de la pendiente superficial imperceptible para el ser humano, pero a través de instrumentos electrónicos se puede detectar éste fenómeno.

El sistema que se desarrolla, es basado en el paradigma del modelo espiral (Meaurio & Schmieder, 2013) y en la metodología OMT. El software cuenta con bases de datos, aplicaciones de escritorio, desarrolladas en PostgreSQL (PostgreSQL-es, 2013) y Netbeans IDE (ORACLE, 2015) respectivamente. Este sistema se puede implementar en un servidor de producción con Windows, Windows Server o con una distribución de Linux, sobre el cual se ha establecido los servicios de bases de datos y otros requisitos necesarios para las operaciones.

INTRODUCCIÓN

Desde el siglo 17, los desastres volcánicos han matado a más de 300.000 personas y causó daños a la propiedad y pérdidas económicas de más de varios cientos de millones de dólares (Tilling, 2008).

Los datos disponibles para las erupciones volcánicas históricas indican claramente que casi siempre están

precedidas y acompañadas por "actividad volcánica", que se manifiesta por cambios físicos y/o químicos en el estado del volcán y/o de su sistema hidrotermal asociado. Tales fenómenos precursores (por ejemplo, sísmico, geodésico, la gravedad, magnética, geo eléctrico, emisión de gases), que proporcionan una alerta temprana de una posible erupción inminente y los riesgos volcánicos relacionados, son fácilmente detectables por la vigilancia volcánica mediante la recopilación sistemática, el análisis y la interpretación de las observaciones visuales y mediciones instrumentales en los volcanes, antes, durante y después de la actividad eruptiva (Tilling, 2008).

(Tilling, 2008), señala que desde una perspectiva puramente científica, la vigilancia volcánica genera los datos primarios necesarios por los vulcanólogos y otros investigadores para investigar y deducir la dinámica de los sistemas volcánicos activos, procesos eruptivos y geotérmicos asociados. Idealmente, la vigilancia volcánica de volcanes activos y potencialmente activos se debe realizar en un tiempo real o cerca de base de tiempo real.

Con este precedente, el Ecuador se encuentra localizado en una de las regiones tectónicamente más activas del planeta, debido a la subducción de dos placas; la placa nazca con la placa sudamericana. Esta situación ha causado la presencia de importantes actividades tanto sísmicas como volcánicas, las cuales han generado terremotos y erupciones que han afectado frecuentemente al territorio ecuatoriano. Actualmente la actividad sísmica y volcánica son estudiadas y

monitoreadas utilizando instrumentos que permiten registrar diferentes parámetros físicos (Toapanta & Jua, 2009). Es así, en el estudio de volcanes, se monitorea la deformación del suelo provocada por el movimiento de magma en el interior del volcán que, al ejercer presión sobre las paredes internas produce cambios en la pendiente superficial del suelo (Jua Vivar, 2009).

TRABAJOS RELACIONADOS

A la fecha se ha desarrollado un trabajo en lo referente a aplicaciones informáticas para monitorear volcanes en el Ecuador. No obstante, el proyecto VolcaniComp propone la adquisición de datos de más de un fenómeno físico; es decir, obtener datos de diferentes fenómenos relacionados con el estudio de volcanes, tales como: flujo de lodos y precipitaciones (caída de lluvia).

Integrar una base de datos, genera que el sistema sea más robusto; de tal forma, mantener la información almacenada ordenadamente, disponible para varios usuarios al mismo instante y la distribución de la información en cada uno de los centros de monitoreo y observatorios volcanológicos con la utilización de bases distribuidas. Además, generar reportes informativos de

la actividad de un volcán mediante herramientas iReport, integración de un módulo para la utilización de mapas geográficos e importar hacia la base de datos la información de los archivos planos que son almacenados por los digitalizadores (dispositivos electrónicos) en dispositivos portátiles de interfaz USB (Bus Universal Serie).

METODOLOGÍA

El desarrollo de software de investigación posee características muy diferentes del desarrollo de software comercial. Normalmente el software de investigación se realiza en ambientes de investigación científica, donde los mismos integrantes del equipo de desarrollo están interesados en los productos y en general son los usuarios finales de las aplicaciones (Antillanca Espina & Cerda Neumann, 2012).

Basado en una arquitectura multineal o por capas, el sistema está compuesto por la capa presentación, capa de negocio y la capa de datos. Esto con la finalidad de distribuir los roles y responsabilidades de una manera jerárquica proporcionando una forma muy efectiva de separación de responsabilidades.

DIAGRAMA DEL SISTEMA PARA MONITOREO DE VOLCANES

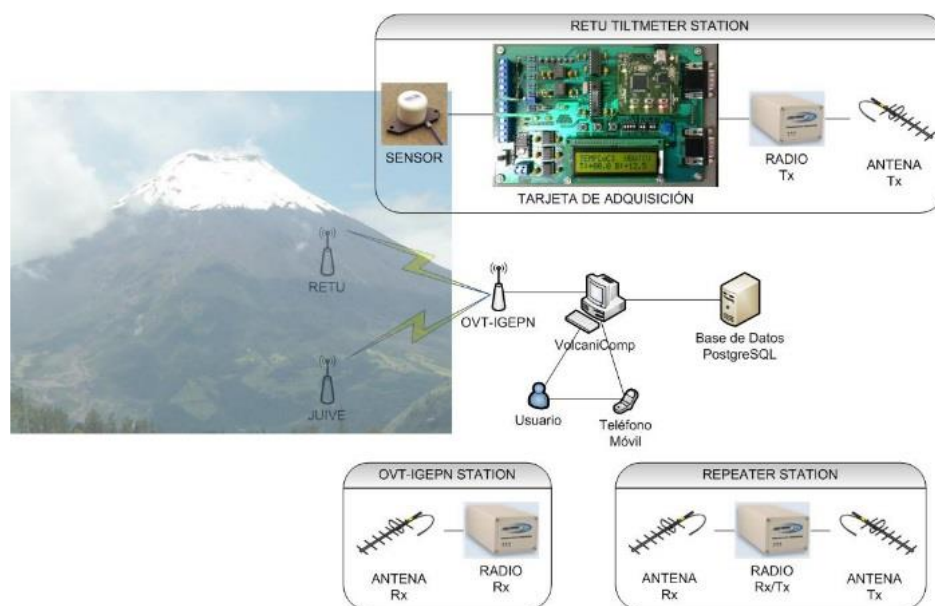


Figura. 1. Diagrama del Sistema para Monitoreo de Volcanes.

El sistema global para monitorear la deformación volcánica mediante el empleo de Inclínómetros electrónicos está formado básicamente por:

Estación remota.- ubicada en las faldas de un volcán; lleva el nombre del sitio dónde se instala, como se puede ver en la Figura. 1 hay dos estaciones remotas denominadas: RETU (siglas de Refugio Volcán Tungurahua) y JUIVE. Compuestas por un sensor (Inclínómetro Electrónico), una tarjeta electrónica para la adquisición y digitalización de la información del sensor denominada TILTLOG (Tiltmeter Data Logger¹), un radio transmisor con frecuencia de operación en el rango de 902-928 MHz (Espectro ensanchado por salto de frecuencia - FHSS), una antena de 19 dBi de ganancia y un sistema de alimentación de voltaje. La tarjeta electrónica de adquisición de datos es la encargada de enviar consecutivamente en un determinado lapso de tiempo (5 seg, 1 min o 5 min) toda la información obtenida en una trama de datos.

Estación base.- es el centro de recolección de datos (Data Center) que recibe la información de las diferentes estaciones remotas. Conformadas por un radio receptor, antena receptora, software de adquisición y una base de datos para almacenar la información.

Estación repetidora.- debido a la distancia que existe desde las diferentes estaciones hasta el centro de recolección de datos ubicado en Quito, se instala estaciones repetidoras en puntos estratégicos con la finalidad de cubrir distancias más largas sin degradación o con una degradación tolerable de la señal transmitida. Está compuesta de antena omnidireccional, radio receptor, antena receptora, radio transmisión, antena receptora y sistema de alimentación de voltaje.

DISEÑO DE LA BASE DE DATOS

Hoy en día, el Instituto Geofísico de la EPN maneja un gran flujo de datos, tanto sísmicos como volcánicos obtenidas de las diferentes estaciones de monitoreo remoto. Para lo cual debe almacenar toda esta información en servidores de base de datos.

El diseño de la base de datos, es sin duda, uno de los pilares fundamentales para el desarrollo de una aplicación que manipule una base de datos; la eficiencia está en el correcto diseño, sin importar la cantidad de información que se va almacenar.

Mediante el lenguaje de modelado de sistemas de software se realizó el diseño de la base de datos creando de esta manera el Modelo Conceptual, Físico y obteniendo el Script en lenguaje SQL para la creación de la base de datos, determinando entidades (Tablas), atributos (Campos), claves principales y relaciones entre entidades. PostgreSQL es el gestor de base de datos que sirve como repositorio de los datos adquiridos.

La base de datos consta de las siguientes identidades:

- PSNR: Persona, usuario.
- NTWR: Red de monitoreo.
- ALRT: Alertas.
- FRME: Tipo de trama o paquete de datos
- STTN: Estación.
- STTN_TYPE: Tipo de estación.
- DVCE: Dispositivo o tipo de sensor.
- DATA: Datos.
- PORT: Puerto de comunicación serial.
- CMPN: Tipo de componente (Ejemplo: Eje Tangencial, Eje Radial).

¹ Data Logger: Es un dispositivo electrónico encargado de obtener mediciones de magnitudes en el tiempo. La toma o adquisición de datos puede realizarse desde diversas fuentes de información o sensores. Dichos datos son almacenados en memorias para luego ser estudiados

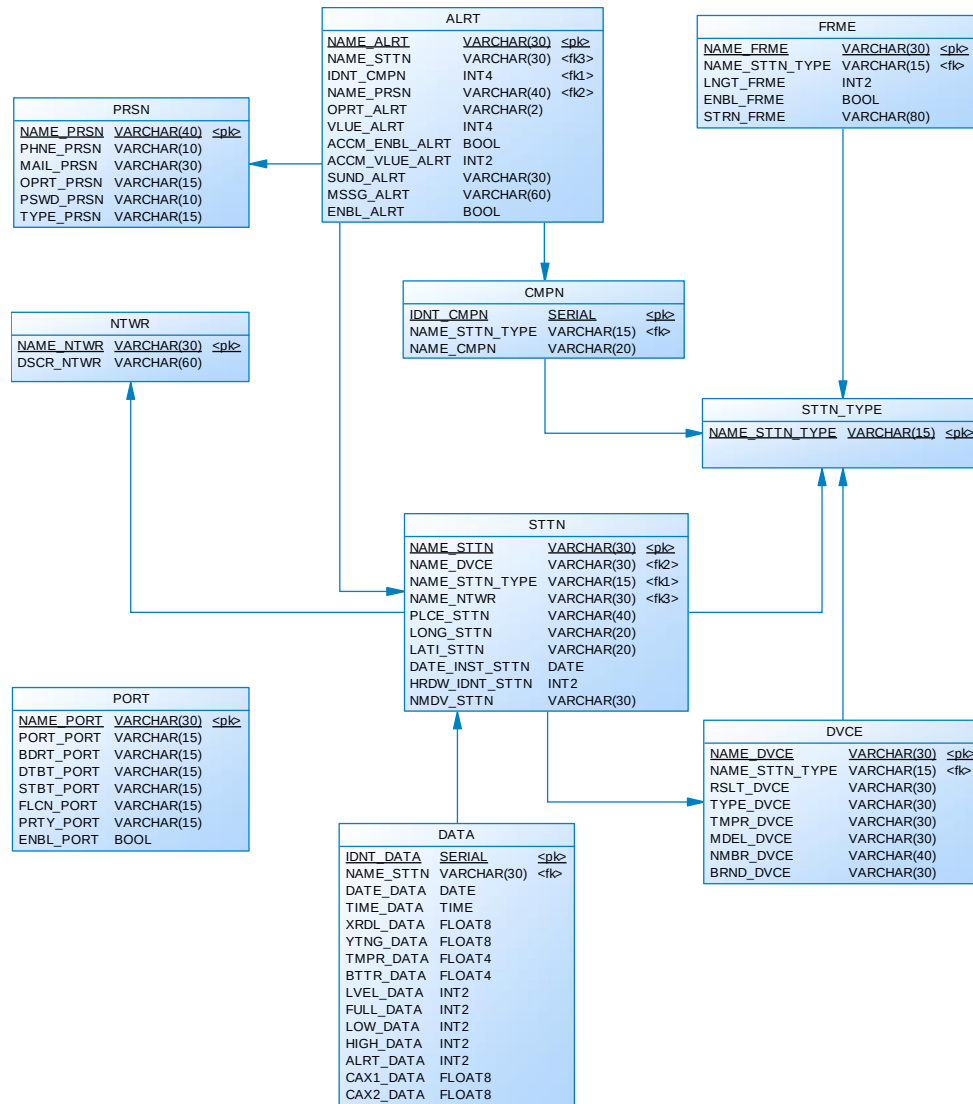


Figura. 2. Modelamiento de la Base de Datos.

DISEÑO DE LA INTERFAZ GRÁFICA DE USUARIO (GUI)

Una arquitectura de software define la estructura general de un sistema. La selección de una arquitectura afecta aspectos como la extensibilidad del sistema (qué tan fácil es extenderlo en el futuro para incorporar más funcionalidad o mayor capacidad). Por lo tanto, la arquitectura debe ser escogida de manera que minimice los efectos de los cambios que pueda haber en el futuro en el sistema (Weitzenfeld Ridel & Guardati Buemo, 2007).

(Weitzenfeld Ridel & Guardati Buemo, 2007), señala que las interfaces representan los elementos gráficos, la

funcionalidad son las reglas del negocio (requisitos del usuario), los datos y funciones son los elementos internos que se usan para describir a los objetos (correspondientes a las estructuras de datos básicas de la programación orientada a objetos), mientras que la información representa el dominio del problema en una aplicación.

El sistema VolcaniComp está basado en un algoritmo desarrollado que posee la capacidad de leer la información que ingresa al puerto serie del computador y discriminar los diferentes paquete o trama de datos. Esto hace que el software sea un aporte para las aplicaciones enfocadas al monitoreo y control de

fenómenos físicos; logrando así, obtener un sistema integrado y multiparamétrico a bajo costo y con software de código abierto.

La interfaz gráfica está desarrollado en lenguaje Java y basado en el Paradigma Orientado a Objetos (OOP), Netbeans IDE es utilizado como entorno de desarrollo de cada una de las interfaces gráficas con las que cuenta el sistema.

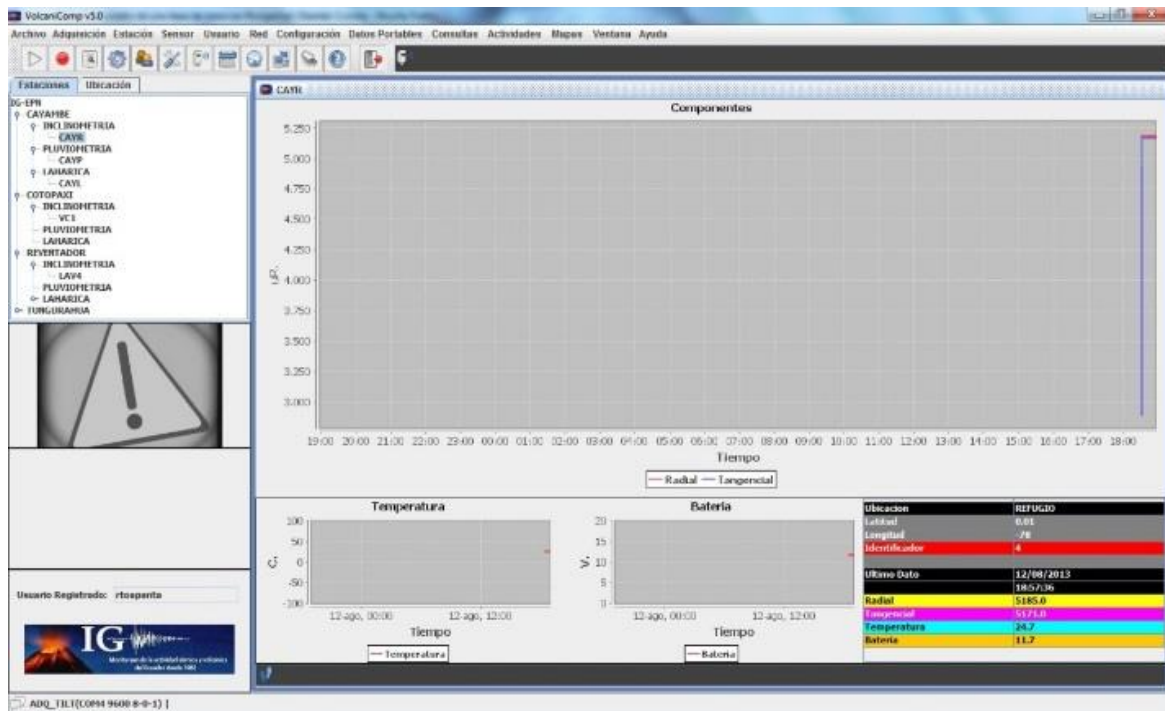


Figura. 3. Pantalla principal del software VolcaniComp.

Adquisición de Datos



Figura. 4. Menú Adquisición.

Al empezar la adquisición de datos de una estación de Inclínometría por ejemplo, el sistema empieza a reconocer la trama de datos que ingresa a través del puerto de comunicaciones serial de un computador designado como COM. La trama para Inclínometría es basada en el formato de trama PPP (Point to Point Protocol), compuesta por un campo de información de 10 bytes y un campo de datos de valor variable, a continuación en la

Figura. 5, se detalla de mejor manera la estructura de la trama de datos para Inclínometría. Posteriormente, el sistema por medio de un algoritmo y mediante el soporte para comunicaciones con dispositivos periféricos a través del puerto serial (RS232) de la Plataforma Java 2, denominado *Java Communications API*; es capaz de discriminar e identificar cada paquete de información, desplegar en modo de gráfico y almacenar en la base de datos.

TRAMA PARA INCLINOMETRO

												0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27																																			
DIR.	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41					
					CAMPO INFORMACION (10 Bytes)								CAMPO DATOS (Variable)																																		
DESCRIPCIÓN	Inicio	longitud	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	tipo de estación	No. estación	reservado	identificador de red	1ra componente (X)								2da componente (Y)								3ra componente (TEMP)								4ta componente (VB)								crc	crc	fin
VALOR	126	28	0	0	0	0	0	0	1	3	0	1	+ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0								+ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0								+ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0								+ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0								x	x	126

TRAMA PARA PLUVIOMETRIA

												0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13																
DIR.	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27
	CAMPO INFORMACIÓN (10 bytes)											CAMPO DATOS (Variable)																
DESCRIPCIÓN	inicio	longitud	reservado	reservado	reservado	reservado	reservado	tipo de estación	No. estación	reservado	identificador de red	1ra componente (mm)						2da componente (VB)						crc	crc	fin		
VALOR	126	14	0	0	0	0	0	0	1	0	1	+ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0						+ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0						x	x	126		

TIPO DE ESTACION

Tipo	Valor
0	Pluviometría
1	Inclinometría
2	Sísmica
3	Climatológica

IDENTIFICADOR DE RED

Tipo	Valor
0	Cotopaxi
1	Tungurahua
2	Cayambe
3	Imbabura
4	Reventador
5	Guagua Pichincha

Figura. 5. Estructura de la trama de datos para sensores de Inclinometría y sensores de Pluviometría.

Configuración

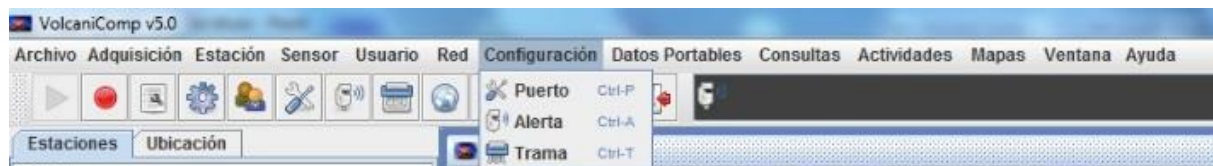


Figura. 6. Menú Configuración.

Son los parámetros importantes desde el punto de vista de la adquisición de datos. Para que el sistema VolcaniComp empiece a extraer los datos desde el equipo encargado de recibir los datos de las diferentes estaciones remotas denominado Radio-Modem (Radio-Modem: dispositivo de telecomunicaciones encargado de recibir los datos de las diferentes estaciones remotas) se debe definir las directrices en el software.

La configuración definida, es guardada en la base de datos específicamente en los campos *frme* para definir

la estructura del paquete de datos y *port* para definir los parámetros del puerto de comunicación serial.

Puerto

Sirve para configurar los parámetros que están inmersos para establecer la conexión entre el equipo Radio-Modem y el puerto de comunicaciones del computador. El puerto de comunicaciones con todos sus parámetros definidos, serán almacenados en la base de datos en la tabla denominada *port*.

	name_port [PK] character varying(30)	port_port character varying(15)	bdrp_port character varying(15)	dtbt_port character varying(15)	stbt_port character varying(15)	flcn_port character varying(15)	prty_port character varying(15)	enbl_port boolean
1	ADQ_TILI	COM1	9600	DATABITS_8	STOPBITS_1	NONE	PARITY_NONE	TRUE
4								

Figura. 7. Base de Datos, Tabla port.

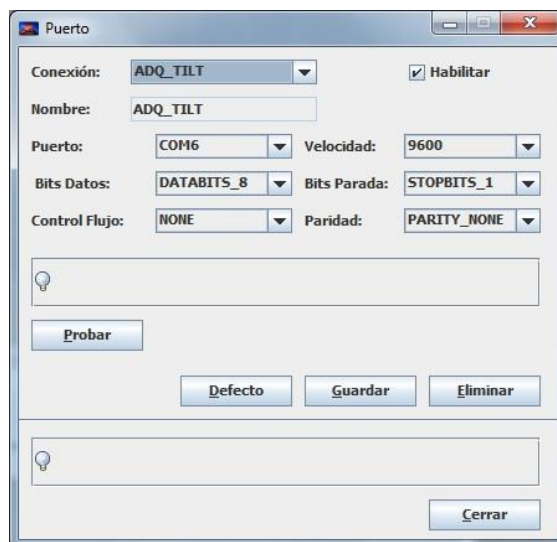


Figura. 8. Ventana Puerto.

Trama

Utilizado para configurar la estructura de la trama de datos que el sistema VolcaniComp va a reconocer. La

trama definida será almacenada en la base de datos en la tabla denominada *frme*.

	name_frm_e [PK] character	name_sttn_type character varying(15)	lngt_frm_e smallint	enbl_frm_e boolean	strn_frm_e character varying(80)
1	IG_AFM_1	LAHARICA	8	TRUE	\$\$\$\$\$\$###000000
2	IG_AFM_2	LAHARICA	8	TRUE	#####00000000
3	TRAMA_1	INCLINOMETRIA	73	TRUE	~666666666666####.#G####.#G####.#G####.#G6~666666666666####.#G####.#G6~
*					

Figura. 9. Base de Datos, Tabla frme.

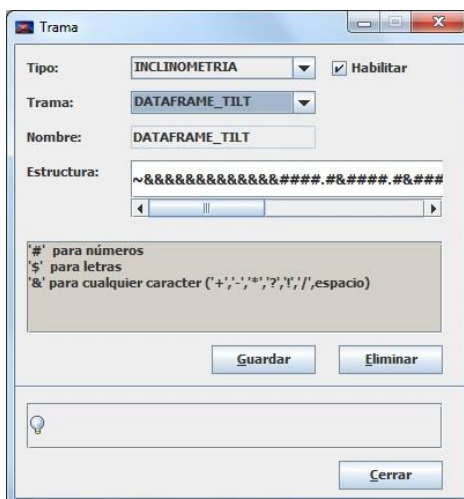


Figura. 10. Ventana Trama.

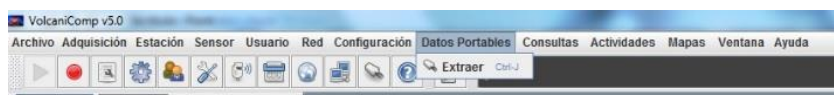
Datos Portables.

Figura. 11. Menú Datos Portables.



Figura. 12. Data Logger para Inclínometría (TILTLOG: Diseño desarrollado por Roberto Carlos Toapanta).

Los datos almacenados en el Data Logger en forma de archivo de texto son creados con extensión .tsv, (por ejemplo 2011-9-18.tsv). Estos archivos están estructurados por dos partes fundamentales:

1. Cabecera:

- Tipo de estación.
- Nombre de la estación.
- Identificador.

2. Datos:

- Fecha.
- Tiempo.
- X Radial.
- Y Tangencial.
- Temperatura.
- Batería.

TIPO: PLUVIOMETRIA
 NOMBRE: VC1_PLUVIO
 IDENTIFICADOR: 5

FECHA TIEMPO	NIVEL BATERIA	
	milímetros	voltios
10/09/2010 00:04:03	0.0	12.3
10/09/2010 00:16:04	0.0	12.3
10/09/2010 00:28:05	0.0	12.3
10/09/2010 00:40:05	0.0	12.3
10/09/2010 00:52:06	0.0	12.3
10/09/2010 01:04:07	0.0	12.3
10/09/2010 01:16:08	0.0	12.3
10/09/2010 01:28:08	0.0	12.3
10/09/2010 01:40:09	0.0	12.3
10/09/2010 01:52:10	0.0	12.3
10/09/2010 02:04:10	0.0	12.2
10/09/2010 02:16:11	0.0	12.2
10/09/2010 02:28:12	0.0	12.3
10/09/2010 02:40:12	0.0	12.3
10/09/2010 02:52:13	0.0	12.3
10/09/2010 03:04:14	0.0	12.2
10/09/2010 03:16:15	0.0	12.2
10/09/2010 03:28:15	0.0	12.2
10/09/2010 03:40:16	0.0	12.2
10/09/2010 03:52:17	0.0	12.2
10/09/2010 04:04:17	0.0	12.2
10/09/2010 04:16:18	0.0	12.2
10/09/2010 04:28:19	0.0	12.2
10/09/2010 04:40:19	0.0	12.2
10/09/2010 04:52:20	0.0	12.2

Figura. 13. Estructura del archivo de texto plano.

El software está diseñado para leer este tipo de archivos, y posteriormente almacenar dentro de la base de datos.

Informes

Se utiliza una herramienta en código abierto que se denomina *iReport*, la cual es totalmente escrita en lenguaje Java y mediante las librerías *JasperReport* los usuarios y desarrolladores pueden diseñar informes de forma visual a través de una interfaz gráfica amigable. Esta potente herramienta permite crear informes detallados en formato: PDF, HTML, XLS, CSV o XML; para el caso del software VolcaniComp se presenta el informe en formato PDF (Toapanta Guamán, 2013). Los requerimientos para manejar esta herramienta dentro de Netbeans son:

- JDK.
- PostgreSQL.
- NetBeans IDE v-7.0.1.
- iReport 4.5.0
- JasperReport 4.5.0.
- Adobe Reader.

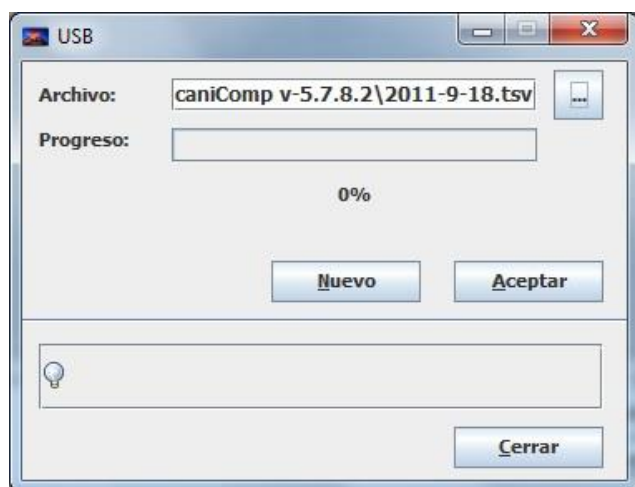


Figura. 14. Ventana USB.

El informe generado con los datos almacenados dentro de la base de datos posee información netamente principal; por ejemplo, conocer información como:

Nombre de Estación, Nombre del Dispositivo, Tipo de Estación, Nombre de la Red de las estaciones implementadas.



Figura. 15. Ventana Informe.

Mapas



Figura. 16. Menú Mapas.

Para la creación y uso de mapas dentro de una aplicación de escritorio en Netbeans IDE, se utiliza el *JXMapView* que es componente *Swing* de código abierto (LGPL).

En la base de datos dentro de la tabla *sttn*, se encuentra dos campos importantes para identificar a una estación remota dentro del mapa, estos campos son coordenadas de la posición:

- **Longitud:** long_sttn
- **Latitud:** lati_sttn

Para iniciar con mapas se puede extender el uso de la librería *SwingX-WS*; que es la librería gráfica por excelencia de Java, que incorpora widgets geográficos. De esta forma, añadir un mapa a una aplicación de escritorio Java se hace una tarea sencilla como añadir un botón o un campo de texto.

En su esencia, *JXMapView* es un *JPanel* especial que sabe cómo colocar los recuadros de mapas desde un servidor de imágenes. Todo lo que se necesita hacer es añadirlo a su swing de aplicación de la manera que lo haría con cualquier otro *JPanel* (Toapanta Guamán, 2013).

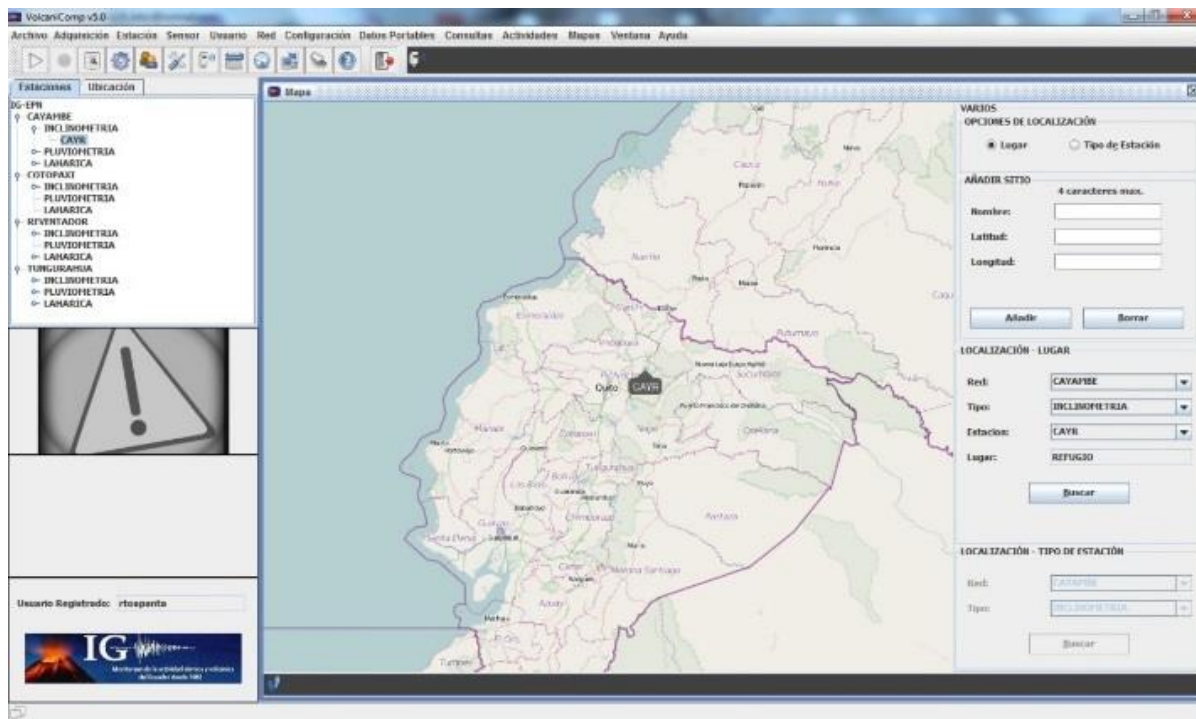


Figura. 17. Ventana Mapa.

RESULTADOS

Posterior a la realización de las diferentes pruebas de software (prueba unitaria, de integración, de regresión, de humo, del sistema, de desempeño, entre otras), se obtuvo como resultado que el sistema tiene:

- Funcionalidad.
- Usabilidad.- amigable con el usuario.
- Confiabilidad.- recolección de datos 24 horas / 7 días en tiempo real.
- Rendimiento.- velocidad.

- Mantenibilidad al momento de querer ampliar el software.

La información almacenada dentro de la base de datos de las estaciones de monitoreo remoto son procesados mediante un script de Matlab, con el cual se puede observar los parámetros físicos que influyen dentro del monitoreo de la actividad eruptiva de un volcán. Con estos resultados el científico (Vulcanólogo o Sismólogo) puede tomar una decisión con la cual puede mitigar los riesgos que causaría una posible erupción volcánica a las poblaciones cercanas a un volcán activo.

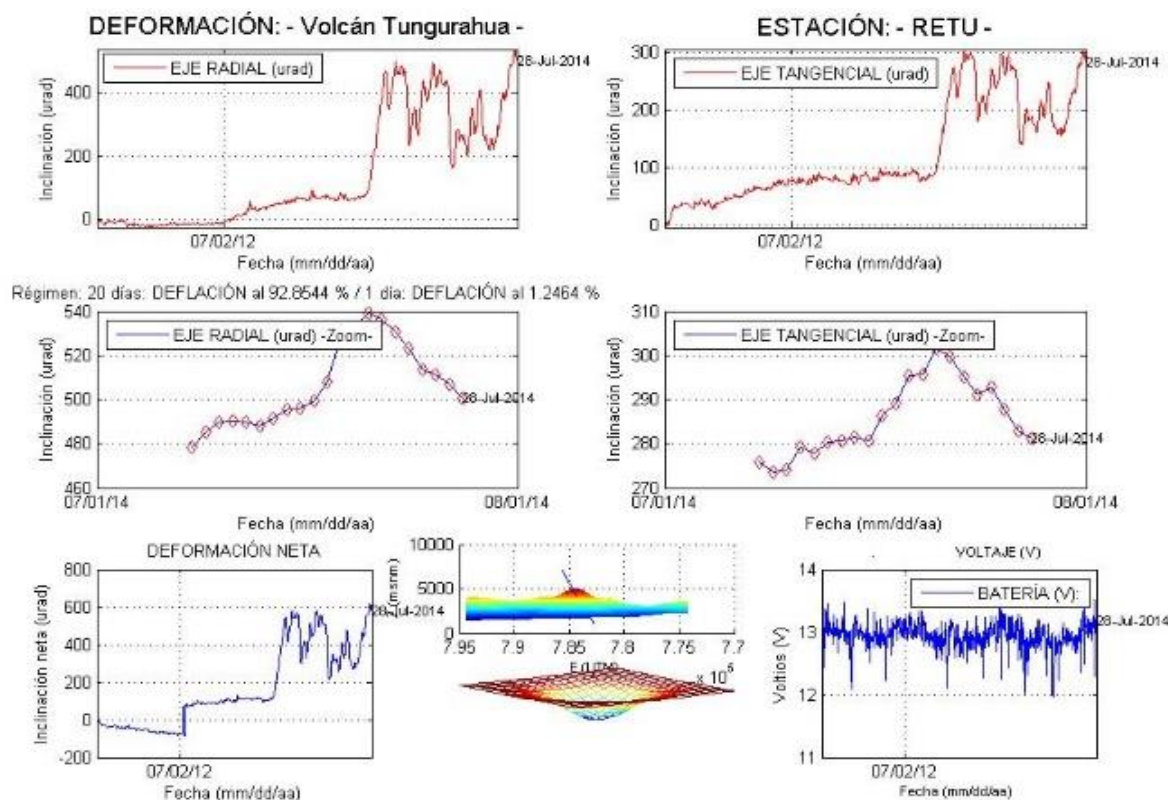


Figura. 18. Resultados procesados en Matlab de la Deformación del Volcán Activo Tungurahua - Ecuador, 28 de julio de 2014

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

El monitoreo y análisis de la información recolectada por el sistema informático VolcaniComp permite pronosticar cambios en el comportamiento normal del volcán; asimismo, corroborar con la información generada por los otros sistemas de monitoreo volcánico como son el caso de estaciones sísmicas; de tal manera, tomar decisiones ante una posible erupción volcánica.

Con este nuevo sistema informático se obtiene mejores resultados en la parte de adquisición de datos; debido a las dos modalidades para almacenar la información al mismo instante; la primera es en una base de datos desarrollada en PostgreSQL y una segunda, a través de la generación de archivos planos; de tal forma, se pueda continuar con el mismo proceso anterior para el análisis de la información que se ha venido realizando mediante un script generado en Matlab y la información almacenada diariamente en un archivo plano.

Con múltiples pruebas y resultados logrados, se concluye que el sistema de adquisición Informático opera en condiciones óptimas y de acuerdo a los requerimientos antes planteados para monitoreo y estudio de volcanes.

El sistema informático utiliza interfaces gráficas amigables y que no dificultan la manipulación del mismo; de tal manera, el usuario pueda aprovechar al máximo las prestaciones del software. Estas interfaces gráficas fueron desarrolladas en lenguaje java con la ayuda del software Netbeans IDE.

Al ser un sistema informático desarrollado en software de código abierto y en lenguaje de programación gratuito, ha generado que el Departamento de Geofísica en términos económicos tenga menos inversión por la compra de software con licenciamiento.

Adquirir diferentes formatos de trama de datos, hace que el sistema informático pueda monitorear más de un parámetro que interviene en el estudio de un volcán, estos parámetros son: Inclínometría (Ejes Axial, Eje Tangencial), pluviometría (cantidad de lluvia).

A futuro se está planificando el desarrollo de un módulo adicional para la etapa de adquisición de datos, con la finalidad de que se integre al software y conseguir de esta manera dos interfaces de comunicación: una interfaz serial y otra interfaz manejando el estándar Ethernet. Esto debido a que los nuevos prototipos de tarjetas o dispositivos electrónicos van a manejar este tipo de protocolo, y dejando atrás la comunicación serial.

Un inconveniente se presentó en el proceso de discriminar cada paquete de datos diferente (entiéndase como diferente a datos de: Inclínometría, pluviometría y flujos de lodo), para lo cual se utilizó las llamadas Expresiones Regulares (Java Regex); es decir, utilizar un patrón de búsqueda para cadenas de caracteres.

AGRADECIMIENTOS

A todas las personas que fueron parte de este proyecto, en especial a mi amigo y colega, MSc. Pablo Marcillo, MSc. Patricia Mothes, Dr. Minard Hall miembros del Instituto Geofísico de la Escuela Politécnica Nacional que gracias a su apoyo desinteresado hizo posible que el presente proyecto culmine de la mejor manera. Un agradecimiento especial para Graciela Tipán quien ha sido un gran apoyo moral para la culminación de este proyecto.

A todos y cada uno, mi mayor agradecimiento, gratitud y respeto.

REFERENCIAS

[1] Antillanca Espina, H., & Cerda Neumann, G. (2012). Desarrollo de software guiado por el descubrimiento del conocimiento un aporte para el desarrollo de software de investigación. *Revista Colombiana de Computación*, 23-44.

[2] Durney W., H., Castro G., C., & Ortiz S., R. (2012). Diseño e Implementación de Radioenlaces y Estaciones Repetidoras Wi-Fi para Conectividad de Escuelas Rurales en Zona Sur de Chile. *TRILOGÍA. Ciencia, Tecnología y*

Sociedad, 43-51.

[3] Jua Vivar, S. E. (2009). *Diseño de un sistema digital para el monitoreo de deformación volcánica para el Instituto Geofísico de la Escuela Politécnica Nacional*. Quito.

[4] Marcillo Lara, P. D., Bernal, I., & Macías Bautista, C. A. (2015). Sistema para el Monitoreo y Cuantificación de Flujos de Lodo basado en una Red Inalámbrica de Sensores. *Revista Politécnica*, 1-8.

[5] Martínez, R. (s.f.). *PostgreSQL-es*.

[6] Meaurio, V. S., & Schmieder, E. (2013). La Arquitectura de Software en el Proceso de Desarrollo: Integrando MDA al Ciclo de Vida en Espiral. *Revista Latinoamericana de Ingeniería del Software*, 5.

[7] Noroña, J., & Pinta, E. (2005). *Sistema de Información para la Administración del uso de vehículos de Petroecuador con replicación de base de datos distribuida y acceso remoto*. Quito.

[8] ORACLE. (2015). *Bienvenido a NetBeans*. Obtenido de https://netbeans.org/index_es.html

[9] Ordóñez Villota, M. I., & Narváez Medina, L. (2002). Inclínometros Electrónicos: Mediciones de deformación de la superficie del Volcán Galeras, Colombia. *Revista Colombiana de Física*, 380-303.

[10] Ortiz, R., García, A., & Astiz, M. (2001). *Instrumentación Volcanológica*. Madrid, España.

[11] Pazmiño, A. (2006). *Sistema de Gestión de Recursos Humanos del Hospital Gineco Obstétrico Isidro Ayora*. Quito, Ecuador.

[12] PostgreSQL-es. (2013). Obtenido de http://www.postgresql.org.es/sobre_postgresql

Pressman, R. S. (2005). *Ingeniería de Software: Un enfoque práctico*. España.

[13] Renato, D. (2006). *Estudio de las anomalías térmicas en el volcán Cotopaxi en el periodo 2002-2005*. Quito.

[14] Sommerville, I. (2005). *Ingeniería del Software*. México.

[15] Tilling, R. I. (1989a). Volcanic hazards and their mitigation: Progress and problems. *Reviews of Geophysics*, 237-269.

[16] Tilling, R. I. (2008). The critical role of volcano monitoring in risk reduction. *Advances in Geosciences*, 3-11.

- [17] Toapanta Guamán, R. (2013). *Implementación de un sistema informático para la adquisición, almacenamiento, generación de reportes y utilización de mapas geográficos para aplicar en el monitoreo de la deformación volcánica del Ecuador para el Departamento de Geofísica de la Escuela Po*. Quito.
- [18] Toapanta, R. C., & Jua, S. E. (2009). *Diseño e implementación de un oscilador controlado por voltaje en base a un microcontrolador con selección de frecuencias para el Departamento de Geofísica*. Quito.
- [19] Trnkoczy, A., Havskov, J., & Ottemöller, L. (2002). *Seismic data acquisition*. Hannover.
- [20] Uzho, M. (2011). *Sistema para puntos de venta en Microempresas*. Quito, Ecuador.
- [21] Zúñiga Muñoz, D., & Vivar Cassola, G. (2010). *Transferencia Tecnológica: Investigación y Desarrollo, Implementación Industrial*.

DESARROLLO DE UN TRAZADOR DE CURVAS I VS V EN PLATAFORMAS RECONFIGURABLES

Juan Vega Martínez
juan.vega25@gmail.com
Miguel Risco Castillo

Universidad Tecnológica del Perú; Perú

RESUMEN

Este trabajo presenta el desarrollo de un instrumento trazador de curvas de corriente versus voltaje (I vs V), utilizando tarjetas que tienen dispositivos lógicos reconfigurables como una FPGA y una computadora personal (PC). El desarrollo del instrumento permite realizar un análisis del comportamiento I vs V de un dispositivo semiconductor, así como la obtención de algunos parámetros cuantitativos del mismo. Este sistema ha sido diseñado para ser fácilmente adaptable a diferentes tipos de fabricantes de FPGA, la interfaz gráfica de usuario (GUI) desarrollado en Lazarus [1] y Free Pascal y el código en VHDL usado en el FPGA, son fácilmente extensibles para agregar distintos tipos de funcionalidades.

INTRODUCCIÓN

La modernización de las tecnologías de fabricación de semiconductores, ha permitido la creación de nuevos dispositivos que rápidamente se convierten en partes esenciales del desarrollo de un diseño electrónico. En el análisis y verificación de un diseño se utilizan equipos de alto costo, que no suelen estar accesibles para los centros de investigación de bajo presupuesto. En estos casos los instrumentos virtuales, cumplen un papel importante al permitir realizar algunos análisis a un costo significativamente menor. Las hojas de datos presentan principalmente valores genéricos de los parámetros característicos de los componentes; pero cuando se necesita realizar cálculos precisos para la elaboración de un circuito determinado se tiene que recurrir a técnicas que nos permitan obtener los parámetros del semiconductor con mayor precisión.

En el mercado existen varios diseños comerciales de trazadores de curvas como por ejemplo: National Instruments [2] usa su plataforma NI myDAQ y su software LabView. KEITHLEY Instruments, tiene todo un sistema de prueba de varios instrumentos dedicados al análisis de semiconductores [3]. KEYSIGHT Technologies [4], tiene una línea de instrumentos que caracterizan varios tipos de dispositivos semiconductores. Muchos de ellos son de hardware y software propietarios, de tal forma que el usuario no puede extender o personalizar.

El Centro Internacional de Física Teórica (ICTP), ha desarrollado una plataforma basada en FPGA diseñada especialmente para instrumentación, este proyecto llamado "Reconfigurable Virtual Instrument (RVI)" [5] cuenta con recursos en hardware lo suficientemente potentes, para implementar sistemas de instrumentación científicas. Ellos proporcionaron el hardware a algunos grupos de investigación de diferentes países para que puedan desarrollar instrumentos en la plataforma de esta forma construir una comunidad alrededor del proyecto. Se ha usado la tarjeta RVI para la implementación del Trazador de Curvas con el cual es posible obtener las características I vs V de un transistor para su observación en una PC. El software desarrollado en Lazarus, tiene la capacidad de realizar análisis de ganancia de corriente, voltaje de saturación, comparación de curvas, entre otros.

DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO

El sistema emula un instrumento que puede graficar las características de corriente y voltaje de un dispositivo semiconductor y a la vez extrae algunos parámetros cuantitativos de los mismos.

El instrumento consta de 3 partes: La interfaz de usuario en la PC, la plataforma RVI y un hardware externo denominado adaptador de señal (ver Figura 1).

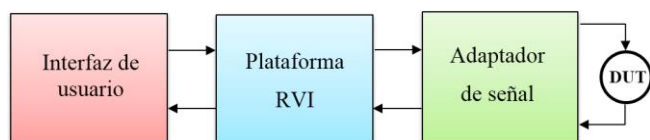


Figura. 1 Diagrama de bloques del Trazador de Curvas

En la interfaz de usuario (GUI) de la PC, se encuentran los procedimientos, funciones y la interfaz virtual del instrumento donde se va a visualizar los resultados de la adquisición de datos.

La plataforma RVI, es el encargado del sistema de control de adquisición y generación de señales analógicas. Esta tiene un FPGA, en donde existe implementado una arquitectura de bus simple, la cual tiene como finalidad realizar funciones de transmisión y recepción de datos del GUI y crear tramas de configuración para la generación y adquisición de señales de los conversores digital análogo (DAC) y análogo digital (ADC) de la plataforma RVI.

El adaptador de señal, tiene la finalidad de elevar las capacidades de corriente y voltaje, en el proceso de adquisición de datos del dispositivo bajo prueba (DUT).

La implementación del Instrumento Virtual: Trazador de curvas, se divide principalmente en 3 partes:

- Diseño del código de descripción de hardware sintetizable en el FPGA
- Diseño del hardware adaptador de señal.
- Diseño de la interfaz de usuario

DISEÑO DEL CÓDIGO DE DESCRIPCIÓN DE HARDWARE SINTETIZABLE EN EL FPGA

Para el diseño del hardware del FPGA, se ha buscado en todo momento la optimización de los recursos al máximo, es por ello que no se va a optar por el uso de un microprocesador como núcleo del instrumento, debido a la gran cantidad de recursos configurables que consume su implementación. En su lugar se ha elegido la Arquitectura de Bus Simple (SBA) [6], como base principal del diseño.

La Arquitectura de Bus Simple, un sistema optimizado con una interfaz de interconexión cómoda desde el punto de vista de la reutilización de los componentes, ya que todo el sistema esta descrito solo en lenguaje VHDL, tiene distintos núcleos de propiedad intelectual disponibles en su librerías, de los cuales solo se va a utilizar: el SBA Controller, Address Space, Uart Adapter, Display de 7 Segmentos, ADC adapter y el DAC adapter en el diseño (ver Figura 2). EL SBA controller, es el que va realizar la administración y control del flujo de datos dentro del FPGA.

El sistema implementado permite generar distintos niveles de voltaje a la salida de los DACs de la RVI, donde el valor de cada nivel es determinado por el GUI de la PC. Las señales generadas van conectadas al adaptador de señal donde son transformadas y usadas para estimular el objeto bajo estudio (DUT). Las señales resultantes de la prueba, son adquiridas por medio de los ADCs, para luego ser enviados a trazar en la interfaz gráfica de usuario de la PC. (ver Figura 7).

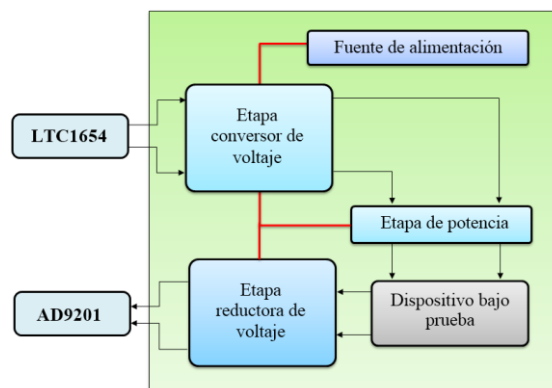


Figura 2. Diagrama de bloques del hardware implementado en el FPGA

DISEÑO DEL HARDWARE ADAPTADOR DE SEÑAL

Los valores generados por el conversor digital análogo LTC1654 de la tarjeta secundaria de la RVI, tiene limitaciones en corriente y voltaje. Estos no pueden conectarse directamente al dispositivo bajo prueba y es necesario una etapa intermedia (Adaptador de Señal) para generar voltajes y corrientes lo suficientemente grandes para la caracterización. La Figura 3, muestra el bloque de solución para lograr todos los requerimientos del prototipo.

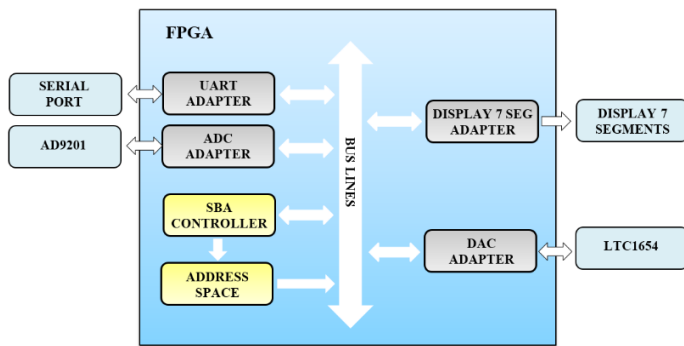


Figura 3. Diagrama de bloques del adaptador de señal

Los voltajes de salida que pueden ser programados en LTC1654 están en el rango de 0 a 3.3V. Para el diseño, el adaptador de señal debe generar voltajes en el rango de -10V a +10V en la zona del DUT y con una respuesta lineal como se muestra en la tabla 1.

Tabla 1. Requerimientos de voltaje en la salida

Salida de voltaje del DAC	Salida de voltaje en la etapa de conversión
0V	-10V
+3.3V	+10V

La etapa de conversión de voltaje, tiene la finalidad de generar voltajes entre -10V y +10V a partir de los niveles de voltaje del DAC de la RVI. Para ello se utiliza OPAMPs, que amplifican la señal y agregan un offset, de tal forma que la salida varíe de forma lineal entre valores negativos y positivos [7].

La etapa de potencia, tiene como finalidad ampliar el rango de corriente, limitado en los amplificadores operacionales. Se ha usado transistores MOSFET en

configuración Push Pull, para cubrir el requerimiento de corriente. La Figura 4, muestra la solución para el circuito de la etapa de conversor de voltaje y potencia del adaptador de señal.

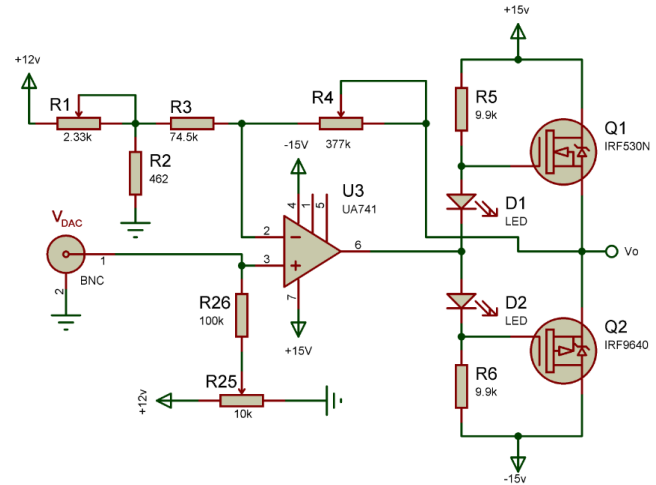


Figura 4. Etapa de conversión de voltaje y potencia

La función de transferencia está dada por:

$$V_o = V_{DAC} \left(\frac{R_4 + R_3 + R_p}{R_3 + R_p} \right) - V_{REF} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_p} \right) \quad (1)$$

Donde:

$$R_p = (R_1 * R_2) / (R_1 + R_2)$$

$$V_{REF} = 12V$$

El sistema cuenta con dos canales de generación de señales Vo (ver Figura 4), a los cuales llamaremos Vo[BASE] y Vo[COLECTOR]. La finalidad de estos canales es proveer los estímulos de voltaje para el dispositivo bajo prueba, que son necesarios para su caracterización (ver Figura 5).

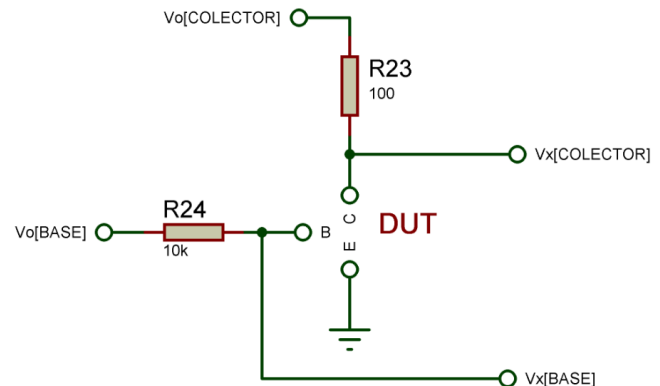


Figura 5. Conexión del dispositivo bajo prueba

Para la adquisición de los datos es necesario la reducción de los niveles de voltaje a un rango que el conversor análogo digital pueda manejar. En la tarjeta secundaria de la RVI, el AD9201, solo soporta un rango de entrada de voltaje de 0V a 2V. Fue necesario la implementación de una etapa de reduce el nivel de voltaje y eliminar la parte negativa de la señal y el offset que se agregó en la entrada (ver Figura 6).

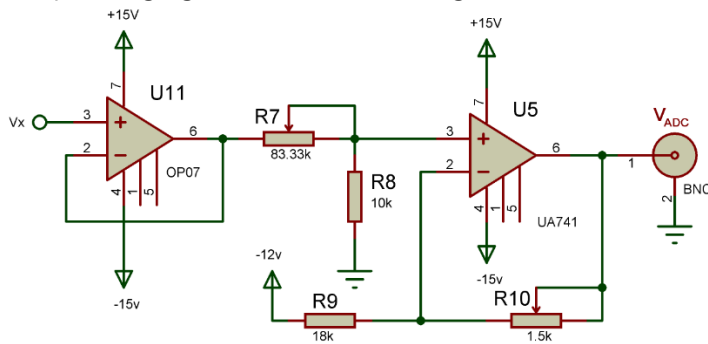


Figura. 6 Etapa de reductora de voltaje

La función de transferencia de la etapa está dada por:

$$V_{ADC} = V_x \frac{R_8}{R_7 + R_8} \left(\frac{R_9 + R_{10}}{R_9} \right) - V_{offset} \quad (2)$$

Donde V_x , representa el voltaje de la señal desde el amplificador de potencia.

V_{offset} , representa el valor del voltaje del offset que está dado por:

$$V_{offset} = \frac{(-12V) * R_{10}}{R_9}$$

DISEÑO DE LA INTERFAZ DE USUARIO

La GUI del instrumento, contiene los procedimientos, funciones y la interfaz de visualización del instrumento virtual. Esta principalmente tiene dos áreas:

- Área de visualización grafica
- Área de control

El área de visualización de gráfica, es donde se va a dibujar los puntos I vs V del dispositivo en prueba. El usuario debe definir e ingresar los rangos de voltaje antes de realizar una prueba.

El área de control, es donde el usuario puede controlar la conexión del Instrumento (local o red), los rangos de

voltajes de la prueba, gestionar la información obtenida (Importación y exportación de imágenes y datos) y el análisis de las curvas.

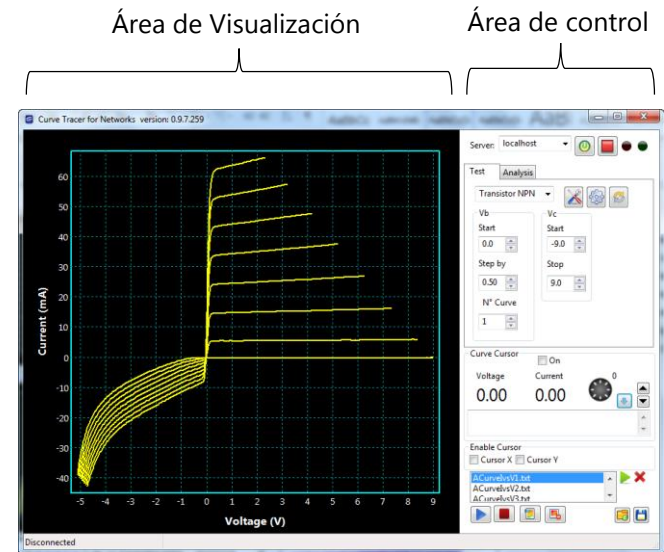


Figura. 7 Software Trazador de Curvas mostrando la curva I vs V de un transistor NPN – 2N2222A

RESULTADOS

La Figura 6 muestra el instrumento virtual Trazador de Curvas implementado en la tarjeta RVI y el hardware adaptador de señal.

Para obtener una curva I vs V de un transistor bipolar, una señal en forma de diente de sierra es generada por la interfaz de usuario de la PC para $V_{O[COLECTOR]}$ y a su vez este proporciona un valor constante de señal por $V_{O[BASE]}$. Pasado el tiempo de estabilización de las señales, se procede con la adquisición en los puntos $V_x[COLECTOR]$ y $V_x[BASE]$ (ver figura 5). Estos valores son transmitidos a la interfaz de usuario en donde se calcula el voltaje en el colector y la corriente de la base utilizado la ley de OHM, estos resultados posteriormente se grafican en el área de visualización gráfica.

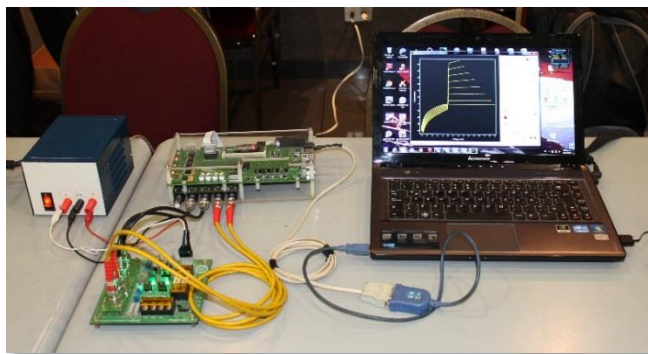


Figura. 8 Demostración del Trazador de Curvas

La Tabla 2, lista algunas características de la implementación del Instrumento.

Tabla 2. Principales especificaciones del Trazador de Curvas

Especificaciones	Valor
Max. Salida de Voltaje	+9.97 $\pm$ 0.01
Min. Salida de Voltaje	-10.02 $\pm$ 0.01
Max. Corriente	1A
Resolución	8 bits
Error estimado (%)	10%
Valor mínimo de corriente medible	8uA

El diseño trabaja con un reloj de Sistema de 25MHz y ocupa solo el 5% del FPGA, este no hace el uso de bloques RAM, la información obtenida por los conversores ADC es directamente enviada al programa.

La tabla 3, muestra un resumen de los recursos lógicos usados en el FPGA A3PE1500:

Tabla 3. Utilización de Recursos en el FPGA

Recursos	Utilización
Core Cells	1819 of 38400 (5%)
IO Cells	39
Block Rams	0 of 60 (0%)

Para la validación del Instrumento, se ha utilizado un trazador de curvas de la marca Hameg modelo HM6042, con el que se realizó varias tomas de datos de corriente y voltaje a un transistor bipolar modelo 2N2222A. Luego se comparó con la información adquirida por el Instrumento Virtual Reconfigurable: Trazador de Curvas,

y los resultados se muestran en la Figura 9, donde el resultado del error estimado en la medición es de aproximadamente el 10%.

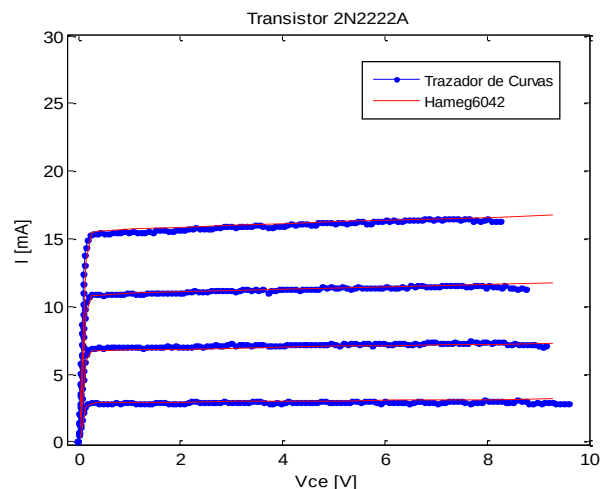


Figura. 9 Validación del Instrumento

Este instrumento tiene la habilidad de obtener algunos parámetros intrínsecos de cada componente, debido a que cada punto de las curvas no solo tiene un valor cualitativo sino cuantitativo. Si fuera necesario trabajar con voltajes más elevados, solo se tendría que rediseñar el adaptador de señal y hacer unos cambios mínimos en el GUI para interpretar los nuevos rangos de voltajes.

Este instrumento puede ser usado para el estudio de nuevos y conocidos dispositivos semiconductores para el análisis de cambio en temperatura, radiación, humedad y otros intereses científicos.

CONCLUSIONES

En este trabajo, se ha demostrado que la tarjeta RVI debe ser considerada como una alternativa seria para emular distintos instrumentos electrónicos. Con el uso de la tarjeta RVI, es posible emular muchos instrumentos de uso general, pero también es posible crear aplicaciones de instrumentos sofisticados o de aplicaciones específicas, que no existen comercialmente.

El uso del FPGA, como componente principal de un instrumento, facilita que el hardware sea fácilmente modificable, lo suficientemente flexible para acomodar varias tareas, y gracias al uso de una Arquitectura de Bus Simple (SBA), reduce el tiempo de desarrollo de forma considerable.

Todo el código para el FPGA está descrito únicamente en lenguaje HDL, esto permite que los instrumentos desarrollados sobre la plataforma RVI puedan ser fácilmente transferidos a otra plataforma que cuente con similares características como por ejemplo: la plataforma RED PITAYA [8], que tiene los recursos en hardware disponibles (FPGA, ADC y DAC) para poder portar nuestro instrumento.

En cuanto a costos se tiene un ahorro significativo, ya que en el desarrollo no se hace el uso de núcleos IP comerciales, esto es mucho beneficio para las universidades e instituciones de investigación que no cuenten con muchos recursos económicos. La flexibilidad que brinda el software en la computadora personal para la creación de instrumentos virtuales permite la generación de herramientas novedosas cada vez más potentes e interesantes.

AGRADECIMIENTOS

Al Centro Internacional de Física Teórica (ICTP) y a los diseñadores de la RVI: A. Cicuttin, ML Crespo, and A. Shapiro.

A Actel (Microsemi), Altera y Xilinx, quienes nos donaron licencias y tarjetas de desarrollo.

REFERENCIAS

- [1] Lazarus. Página web [En línea] disponible en: www.lazarus.freepascal.org
- [2] National Instruments. NI DAQ [En línea] disponible en: www.ni.com/mydaq/esa
- [3] KEITHLEY Instruments. Página web [En línea] disponible en: <http://www.keithley.com/products>
- [4] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. Página web [En línea] disponible en: <http://www.keysight.com>
- [5] A. Cicuttin, M. Crespo, A. Shapiro y N. Abdallah. A Block-Based Open Source Approach for a Reconfigurable Virtual Instrumentation Platform Using FPGA Technology. *Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Reconfigurable Computing and FPGA's*, IEEE, 2006, pp. 1-8
- [6] M. Risco. Arquitectura de Bus simple. Página web [En línea] disponible en: <http://ue.accesus.com/sba>
- [7] B. Carter. Op Amps for Everyone. Newnes; 4ta edición: pp. 22-33, Ene. 2013.
- [8] RED PITAYA. Página Web [En línea] disponible en: <http://redpitaya.com>

SISTEMA DE MEDICIÓN DE FRECUENCIA CARDIACA Y VELOCIDAD DE LA ONDA DE PULSO BASADO EN HARDWARE RECONFIGURABLE

*Víctor Villaverde García
villaverde@electronica.cujae.edu.cu
Alejandro Rey Estrada
Reinier Sánchez Bao*

Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, Facultad de Ing. Eléctrica; Cuba.

RESUMEN

Se ha estimado que la tensión arterial alta es responsable del 45% de las muertes por coronariopatías. Una de las principales causas de hipertensión es el aumento de la rigidez arterial. La Velocidad de la Onda del Pulso (VOP) revela la relación entre la elasticidad del vaso sanguíneo y el pulso de presión sanguínea propagado a través de una arteria determinada. En este trabajo se expone el diseño de un sistema de medición en tiempo real de frecuencia cardiaca y VOP a través de la detección de la señal de bioimpedancia (BI) en las arterias carótida y femoral. Se aplica el método de detección puntual de máximos de la segunda derivada para detectar puntos distintivos en la señal de BI. Se plantea una alternativa para disminuir o eliminar los posibles fallos de este método producto del ruido de la forma de onda, presentando resultados satisfactorios. La plataforma de procesamiento del sistema está basada en FPGA con el objetivo de incorporar al sistema diseñado, en un futuro, la medición en tiempo real de otros parámetros hemodinámicos sin afectar el rendimiento del sistema. Este sistema constituye una solución no invasiva y de bajo costo, útil para el diagnóstico de enfermedades vasculares.

INTRODUCCIÓN

Se ha estimado que la tensión arterial alta es responsable del 45% de las muertes por coronariopatías [1]. Una de las principales causas de hipertensión es el aumento de la rigidez arterial [2]. La Velocidad de la Onda del Pulso (VOP) revela la

relación entre la rigidez del vaso y el pulso de presión sanguínea propagado a través de una arteria determinada [3,4]. La edad, la presión arterial, el género y la frecuencia cardiaca (FC) son cuatro factores que determinan el comportamiento de la VOP en condiciones normales [2]. La VOP se puede determinar a través de la detección de la onda pulsátil en dos puntos distantes de algunas de las grandes arterias. La distancia entre estos puntos dividida por la diferencia de tiempo en la detección de la onda de pulso o Tiempo de Tránsito del Pulso (TTP) corresponde con el valor de la VOP [4]. La Sociedad Europea de Hipertensión (ESH) y la Sociedad Europea de Cardiología (ESC) recomiendan en sus pautas del año 2013, para el manejo de la hipertensión arterial, la medición de la VOP entre las arterias carótida y femoral como "estándar de oro" para evaluar el riesgo cardiovascular y el estado de las arterias [5].

Existen diferentes técnicas para determinar la VOP de forma no invasiva. Entre las más costosas y de difícil manejo aparecen el ultrasonido [6-9] y la resonancia magnética [10-13]. Varios dispositivos comerciales como el Complior® y el SphygmoCor® emplean sensores de presión. Una de las técnicas más empleadas en la actualidad la constituye la fotopletomografía (PPG) [3], la cual por lo general va acompañada de la medición adicional del electrocardiograma (ECG) [14-19].

Un aspecto importante a tener en cuenta en la medición del TTP a través de las dos últimas técnicas es la manera de detectar la llegada de un pulso en la

forma de onda de presión. Usualmente se detecta algún punto distintivo, como el mínimo de la diástole, máximo de la primera derivada, máximo de la segunda derivada o el punto de intersección de dos tangentes trazadas a partir del mínimo de la diástole y máximo de la primera derivada. El método del máximo de la segunda derivada, aunque puede ser afectado por el ruido es más robusto contra las reflexiones de la onda, y junto con la intersección de tangentes son los métodos puntuales más acertados [20]. También se han propuesto métodos no puntuales como el parche de la diástole [21], el cual presenta buena estabilidad y se basa en la comparación de una región característica de la vecindad del pie de la curva de presión a través de la correlación. Otro método no puntual basado en el empleo de un modelo predictivo [22] para evitar los efectos de reflexión de la onda presenta varias limitaciones. Estos métodos no puntuales presentan un mayor costo computacional comparado con los métodos puntuales.

Por otro lado, en los últimos años se aprecia un creciente interés en la medición de bioimpedancia (BI) para determinar VOP, además de otros parámetros hemodinámicos que permiten la caracterización del sistema cardiovascular tales como volumen sanguíneo, índice de contractilidad, gasto cardíaco, FC, entre otros, presentando excelentes resultados [3,23-28]. Al igual que en el empleo de fotopletimografía, la mayoría de las investigaciones que emplean BI para calcular VOP emplean la señal de ECG [29-32].

De manera general la plataforma de procesamiento en la mayoría de los estudios sobre la medición de la VOP es el ordenador personal [26-28,30], aunque existe referencia de sistemas basados en microcontroladores y DSP [3].

En este trabajo se propone el diseño de un sistema de bajo costo para la medición en tiempo real de FC y VOP a través de la detección de la señal de BI en las arterias carótida y femoral, sin el empleo de ECG. Se propone aplicar el método de detección puntual de máximos de la segunda derivada empleado en fotopletimografía, el cual presenta buenos resultados y poco costo computacional. Se plantea

una alternativa para disminuir o eliminar los posibles fallos de este método producto del ruido presente en la forma de onda. Se emplean electrodos de superficie de ECG, los cuales son de fácil adquisición, más económicos y más pequeños que los electrodos de fotopletimografía. La plataforma de procesamiento del sistema diseñado está basada en *hardware* reconfigurable (FPGA, *Field Programmable Gate Array*) y es completamente independiente de ordenador. A diferencia de los microprocesadores y DSPs, los cuales presentan procesamiento secuencial, en los FPGAs procesan de forma paralela. Esta característica los hace ideales para incorporar al sistema diseñado, en un futuro, la medición en tiempo real de otros parámetros hemodinámicos sin afectar el rendimiento del sistema.

MATERIALES Y MÉTODOS

MEDICIÓN DE BIOMPEDANCIA

La impedancia total Z de los tejidos biológicos o BI es representada como la suma de dos componentes: impedancia basal (Z_0) e impedancia hemodinámica (ΔZ). La Z_0 corresponde con la mezcla heterogénea de todos los tejidos que no varían su conductividad con el tiempo tales como la grasa, la piel, los huesos y los músculos en la región donde se realiza la medición. La componente de impedancia variable en tiempo o ΔZ corresponde con los cambios del flujo sanguíneo y es una componente pulsátil muy pequeña en amplitud (1% [26]) respecto a Z_0 [34].

Para medir BI en humanos se inyecta una señal en modo corriente que no estimule el tejido excitable. Usualmente se emplea una configuración con dos electrodos para inyectar corriente y otros dos para medir la tensión proporcional a la impedancia.

Como la tensión medida es el resultado de la modulación en amplitud entre la BI y la corriente inyectada, es necesario realizar una demodulación para obtener la señal de BI. A través del procesamiento de la señal de BI se puede determinar el instante en el que pasa un pulso de presión por la sección corporal bajo estudio.

DISEÑO DEL SISTEMA

La figura 1 muestra el esquema general del sistema diseñado para medir FC y VOP. El sistema está compuesto por una etapa analógica para la medición de dos señales de BI, una placa de desarrollo de FPGA: Spartan-3E Starter Kit [35], además de un monitor, un teclado y un ratón de ordenador.

Este sistema emplea la interfaz gráfica de usuario BioSAS-V1.0 [36], la cual permite la adquisición y visualización de señales en tiempo real independiente del ordenador, facilita la interacción con el usuario a través de los periféricos del sistema, dos canales de adquisición con ganancia y frecuencia de muestreo

reconfigurables y resolución de pantalla de 800x600 píxeles. Todo el *hardware* del sistema de control de la interfaz gráfica está integrado en el FPGA y se basa en el procesador *softcore* Microblaze.

La etapa analógica está compuesta por la sección de inyección de corriente y la sección de acondicionamiento de la señal de BI para su posterior procesamiento. Tanto la sección de inyección como la de acondicionamiento presentan dos canales exactamente iguales para determinar el instante en el que pasa el pulso de presión tanto en el cuello (arteria carótida) como en el muslo (arteria femoral) en cada latido cardíaco.

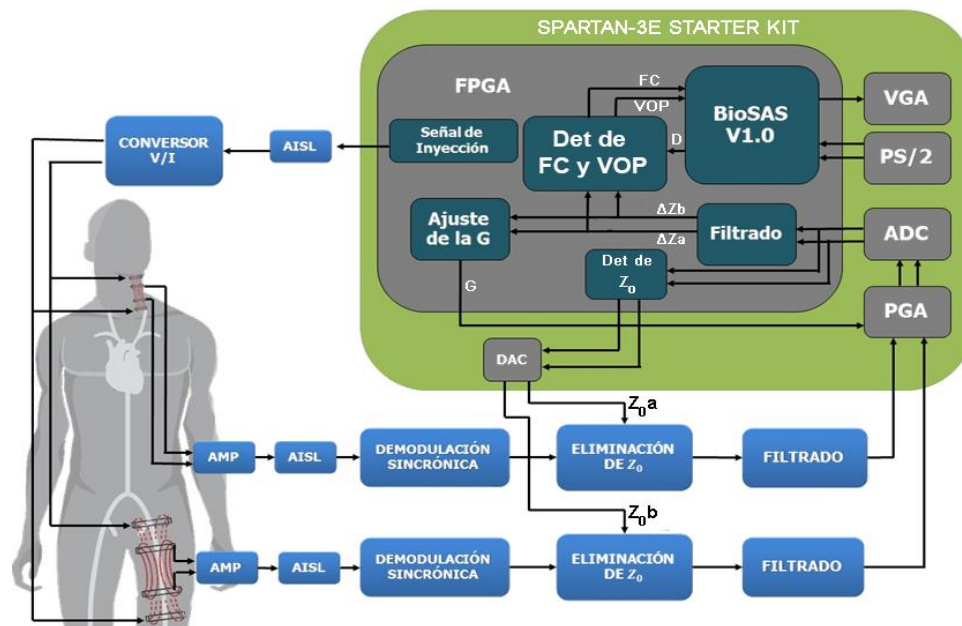


Figura 5: Diagrama en bloques del sistema diseñado para la medición de FC y VOP

La señal de inyección es generada en el FPGA con 50% de ciclo útil y frecuencia de 100 kHz. La sección de inyección está formada por un bloque de aislamiento (AISL) y un convertidor tensión-corriente (CONVERSOR V/I). El bloque AISL se diseña a partir del opto-acoplador IL-300 configurado como amplificador de aislamiento lineal. El bloque CONVERSOR V/I está constituido por una Fuente de Howland Modificada en configuración diferencial y es empleado para convertir la señal de inyección en corriente con amplitud máxima de 4 mA limitada en banda de 10 a

100 kHz [37,38]. Esta amplitud se encuentra por debajo de la corriente máxima permitida a inyectar en el cuerpo humano por un equipo médico según IEC 60601 [39].

La sección de acondicionamiento está formada por los bloques de amplificación (AMP), aislamiento (AISL), demodulación sincrónica, eliminación z_0 y filtrado. El bloque AMP se realiza a partir del DE Amplificador de Instrumentación AD8421. La demodulación se realiza a través de una rectificación de onda completa de precisión.

Luego del proceso de demodulación la información que corresponde con Z es trasladada a banda base, por lo que la componente de directa es Z_0 y ΔZ presenta un ancho de banda de 50 Hz. Es necesario eliminar Z_0 en la etapa analógica para poder amplificar ΔZ antes de la etapa de adquisición. Al iniciar el sistema, las señales Z_{0a} y Z_{0b} (Figura 1) presentan un valor equivalente a $Z_0=0$ por lo que se captura la señal de BI sin sustraer la componente basal. Como, ΔZ es prácticamente despreciable, la señal que se obtiene del Conversor Analógico a Digital (ADC) es prácticamente Z_0 . Este valor es realimentado por medio del Conversor Digital a Analógico (DAC) al bloque ELIMINACIÓN DE Z_0 , el cual está compuesto por un amplificador operacional en configuración diferencial. En la segunda adquisición, la señal que llega al ADC es prácticamente ΔZ . Para emplear todo el margen dinámico del ADC en digitalizar solamente ΔZ , se ajusta dinámicamente la ganancia del Amplificador de Ganancia Programable (PGA) una vez eliminada la Z_0 .

Se emplea todo este procesamiento para eliminar Z_0 , en lugar de aplicar filtrado pasa alto, porque esta componente es necesaria en la medición de otros parámetros hemodinámicos como gasto cardiaco, el cual se pretende incorporar al sistema como parámetro a medir en investigaciones posteriores.

El bloque FILTRADO es un filtro pasa bajo, que elimina las componentes de alta frecuencia resultantes de la demodulación. Este filtro además garantiza que no exista solapamiento del espectro producto del proceso de muestreo. Se diseña un filtro activo de segundo orden y ganancia unitaria empleando la aproximación de Butterworth y la estructura Sallen & Key. Dicho filtro presenta frecuencia límite de la banda de paso de 1.2 kHz, frecuencia de supresión de 40 kHz y atenuación en la banda de supresión de 61 dB.

PROCESAMIENTO DIGITAL

Las señales de BI, correspondientes a las arterias carótida y femoral, son recibidas a través del ADC (figura 1). El bloque para la determinación de Z_0 (Det

de Z_0) se encarga de realizar una espera mayor que el tiempo de establecimiento del canal de acondicionamiento y adquisición. Transcurrido este tiempo, el valor adquirido es almacenado y convertido por el DAC para ser restado de manera analógica con la señal de BI que proviene del demodulador. La señal resultante corresponde con ΔZ con un remanente de la Z_0 .

Como la frecuencia de atenuación del filtro analógico es de 40 kHz, el proceso de muestreo a través del ADC se realiza a 80 kHz para cumplir con el límite de Nyquist. El bloque de Filtrado lo constituye un filtro FIR que se emplea para limitar en banda hasta 50 Hz la señal cuantificada proveniente del ADC. Esta señal también es diezmada hasta lograr una frecuencia de muestreo de 200 Hz para representar la señal a través de la interfaz de usuario según la resolución y la frecuencia de refrescamiento del monitor (ver R. Sánchez Bao, 2014 [36]).

El bloque Ajuste de Ganancia (Ajuste de la G) garantiza el ajuste dinámico de la ganancia del PGA para lograr que la señal de BI adquirida se ajuste al intervalo de entrada del ADC (ver L.L. Castro Acevedo, 2014 [38]).

Para determinar FC o periodo cardiaco a partir de la señal de BI se emplea el método de detectar los valores máximos (picos) de la segunda derivada de dicha señal, los cuales corresponden con el momento de llegada de los pulsos de presión (pie de curva de la señal de BI). Estos picos son más distintivos a medida que la relación de la distancia entre los electrodos de medición sobre la distancia entre los electrodos de inyección de corriente sea menor [34]. Si se determina el tiempo que demora un mismo pulso de presión en llegar de los electrodos situados en el cuello a los situados en el muslo (Tiempo de Tránsito del Pulso, TTP), se puede calcular la VOP. Para esto, la distancia entre los puntos de medición es medida a mano y constituye un parámetro de entrada al sistema mediante el teclado. El diagrama en bloques del algoritmo de determinación de FC y VOP se muestra en la figura 2.

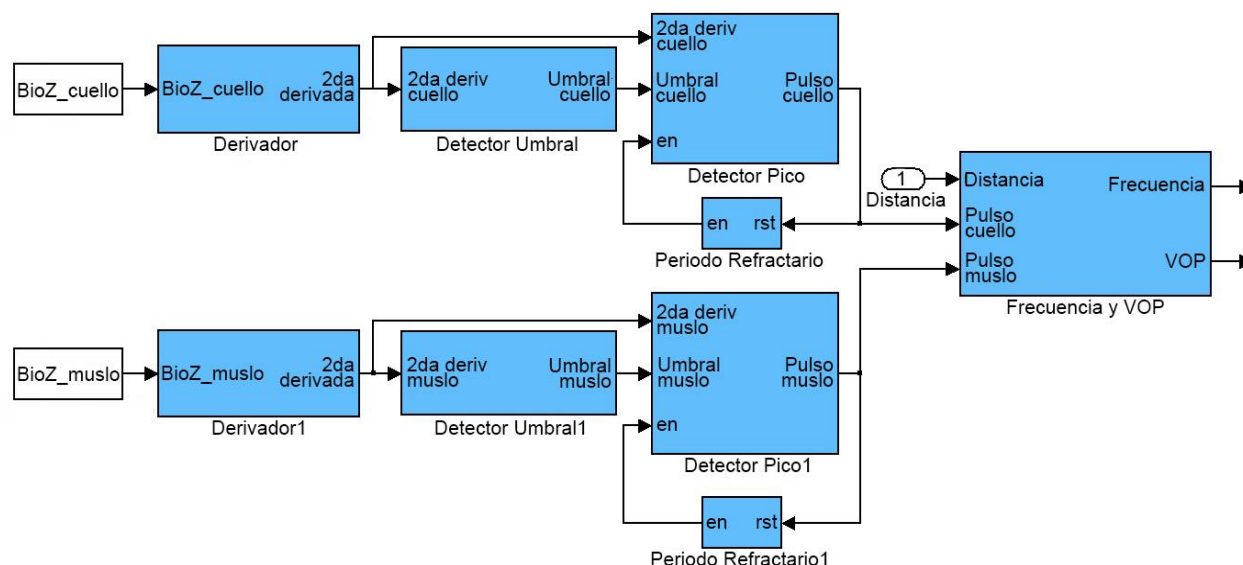


Figura 2: Detección de periodo cardíaco y VOP

El bloque Derivador realiza la segunda derivada a la señal de BI. La segunda derivada discreta es un filtro FIR de simetría impar. Con orden 1, presenta un solo cero en la frecuencia digital 0, por lo que se comporta como un filtro pasa alto. Se selecciona un orden par (número de coeficientes par), con el objetivo de lograr un filtro tipo III ya que estos incorporan un cero sobre la frecuencia digital π , con el que se logran atenuar las componentes de alta frecuencia. Específicamente, se selecciona orden 6 ya que las componentes fundamentales son menos atenuadas que mediante el empleo de orden 2 y 4. Por otro lado, las componentes fundamentales de la FC se encuentran ajustadas al primer lóbulo, lo que implica que para órdenes superiores a 6 se introducirían ceros en la banda de interés, produciéndose así atenuación en el ancho de banda de interés.

El bloque Detector de Umbral se encarga de determinar dinámicamente el valor máximo global de la segunda derivada para establecer la mitad de dicho máximo (50% de la amplitud) como umbral de comparación, el cual es la salida del bloque. En el bloque Detector de Picos se emplea este umbral para discriminar los picos de menor amplitud de la señal y detectar sólo el valor máximo de cada pico distintivo. Su salida es un pulso, con un periodo de reloj de

duración, que se activa cuando se detecta el máximo en un pico distintivo.

El bloque Periodo Refractario se incorpora para esperar un lapso de tiempo (cada vez que se detecte un pico) en el cual no puede ocurrir otro ciclo cardíaco, lo que garantiza que no se detecten falsos picos. La duración de la espera está determinada por la fisiología del corazón humano: 278 ms que corresponden con 216 latidos por minuto (lpm) de FC máxima.

La detección del pie de curva en cada periodo de las señales de BI medidas en el cuello y en el muslo corresponde con las salidas de los bloques Detector de Picos de cada canal (Pulso_cuello y Pulso_muslo respectivamente). En el bloque Frecuencia y VOP se emplea Pulso_cuello para reiniciar un contador. El valor de cuenta es almacenado en el momento de la activación de la señal Pulso_cuello, y es empleado para el cálculo de la FC. De forma similar, el valor de cuenta es almacenado en el momento de la activación de la señal Pulso_muslo, por lo que corresponde con el TTP entre la carótida y la femoral y es empleado para el cálculo de la VOP. La señal Pulso_muslo es también empleada para reiniciar el contador.

RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Se realiza el procesamiento en Simulink, MatLab® de señales de BI con 60 segundos de duración, medidas en el cuello y el muslo de un individuo. La Figura 3 muestra el comportamiento en el tiempo de señales de ΔZ adquiridas en el cuello y en el muslo, así como el resultado obtenido al aplicarles a cada una la segunda derivada de orden 1 y de orden 6. A pesar de que la segunda derivada de orden 1 de la señal

medida en el cuello (Figura 9b) presenta picos distintivos que permiten la identificación de la llegada del pulso de presión, este no es el caso del resultado obtenido con la señal medida en el muslo (Figura 9e), en la cual predominan componentes de alta frecuencia. Sin embargo, en el caso de la segunda derivada de orden 6 se observa que tanto para la señal medida en el cuello (Figura 9c) como la medida en el muslo (figura 9f) se identifica claramente la llegada del pulso de presión.

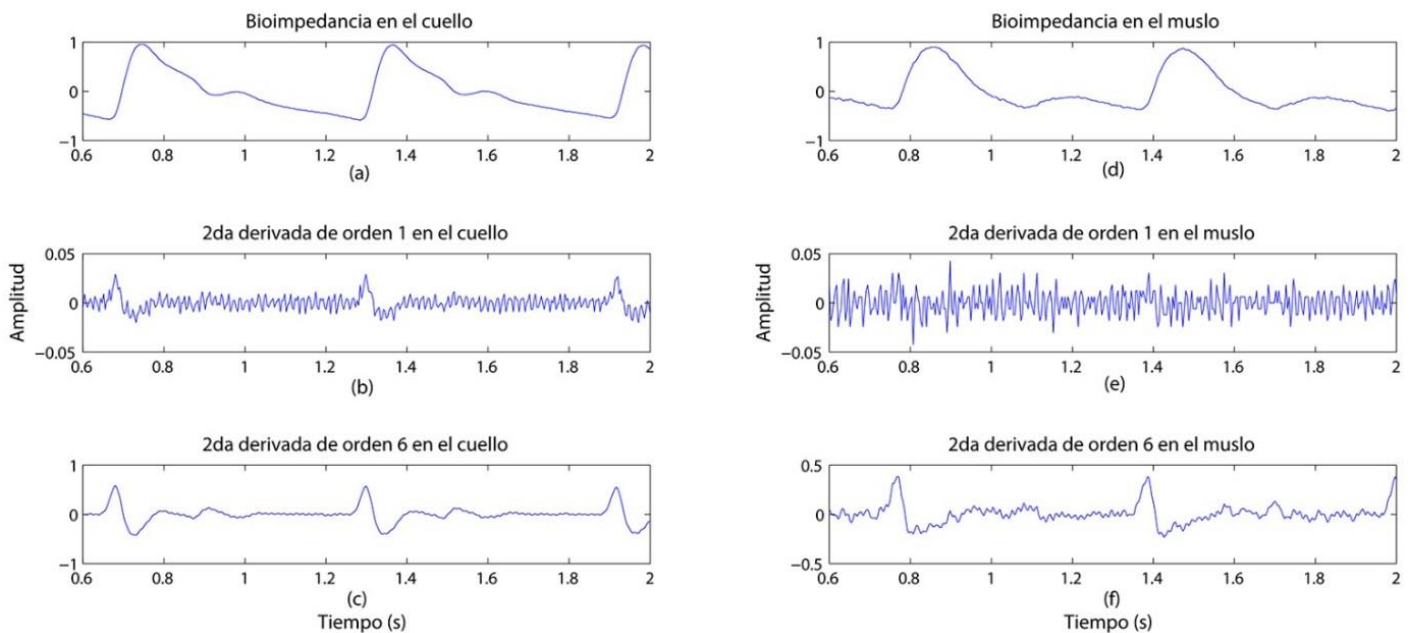


Figura 3. Análisis temporal de las derivadas de orden 1 y 6 de la señal de BI del cuello y del muslo. BI medida en el cuello (a), segunda derivada de orden 1 (b) y de orden 6 (c). BI medida en el muslo (d), segunda derivada de orden 1 (e) y de orden 6 (f).

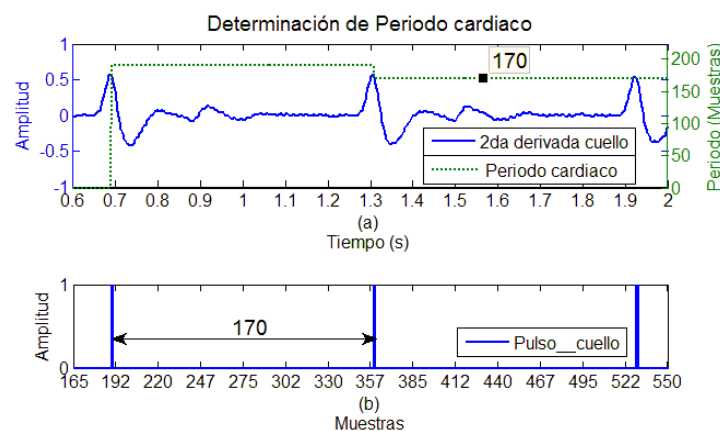


Figura 4. Segunda derivada de orden 6 de la señal de BI medida en el cuello y periodo cardiaco (a), salida del bloque detector de picos (b).

A modo de ilustración de la efectividad del algoritmo de detección de FC, la figura 4^a muestra la segunda derivada de orden 6 de la señal de B1 del cuello junto con el período cardiaco detectado, mientras que la figura 4b muestra la señal *Pulso_cuello*.

Nótese la coincidencia de la activación de la señal *Pulso_cuello* con los máximos de los picos distintivos de la señal resultante de la segunda derivada. A partir de la detección del segundo pico distintivo, el valor en muestras del período cardiaco obtenido coincide con la cantidad de muestras existentes entre los últimos dos pulsos de la señal *Pulso_cuello*, y consecuentemente entre los pies de curva de los dos últimos pulsos de presión. Esta cantidad de muestras es convertida a FC (en lpm) considerando la frecuencia de muestreo de la señal.

El rendimiento del algoritmo de detección del pie de curva es analizado según la tasa de desaciertos en el proceso de detección. Para esto se considera el número de pulsos de presión de la señal (NP), el número de pulsos identificados correctamente (positivos verdaderos, PV), la cantidad de pulsos señalados erróneamente (positivos falsos, PF) y el número de pulsos no detectados (negativos falsos, NF). La Tabla 3 muestra la tasa de desaciertos para las segundas derivadas de orden 1 y 6 de las señales medidas en el cuello y en el muslo.

Tabla 3: Análisis del rendimiento del algoritmo de detección de pie de curva. (Tasa de desaciertos = $(NF + PF) / NP * 100\%$.)

Segunda derivada	Señal	NP	PV	PF	NF	Tasa de desaciertos
Orden 1	Cuello	28	28	0	0	0 %
	Muslo	28	26	7	2	32.14 %
Orden 6	Cuello	28	28	0	0	0 %
	Muslo	28	28	0	0	0 %

La Figura 6a muestra la segunda derivada de orden 6 de las señales de BI medidas en el cuello y en el muslo, junto con la cantidad de muestras correspondientes al TTP detectado, mientras que la Figura 6b muestra las señales *Pulso_cuello* y *Pulso_muslo*.

Se puede observar que cada vez que se detecta un pico de la derivada de la señal medida en el muslo se actualiza el valor de TTP existente entre el pico detectado en el cuello y el pico detectado en el muslo. Considerando la frecuencia de muestreo de la señal (200 Hz) y la distancia entre los electrodos del cuello y muslo con la que se realiza la medición (0.78 m), el valor de TTP en cantidad de muestras de la Figura 5 es convertido a VOP (6.50 m/s).

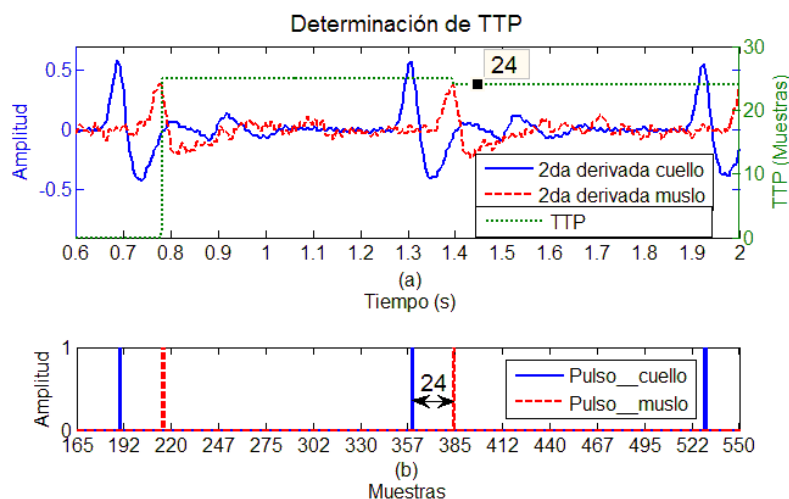


Figura 6: Resultado del cálculo de la VOP (a), salida de los bloques detectores de picos para las derivadas de las señales medidas en el cuello y muslo (b).

CONCLUSIONES

El resultado general de este trabajo es el diseño de un sistema para la medición de FC y VOP empleando la placa de desarrollo de FPGA Spartan-3E Starter Kit. El diseño de este sistema sobre FPGA permite disminuir los costos y acelerar los procesos de las etapas de investigación y desarrollo. Además, el procesamiento en paralelo de los FPGA permite la futura medición en tiempo real de otros parámetros hemodinámicos sin disminuir el rendimiento del sistema.

La naturaleza pasa alto de la segunda derivada de orden 1 hace que el resultado correspondiente a la señal de BI medida en el muslo conlleve a un índice de desaciertos de 32.14% en la detección del pie de curva del pulso de presión. La aplicación de la segunda derivada de orden 6 se comporta como filtro pasa banda, afecta menos a las componentes fundamentales y para la frecuencia de muestreo empleada estas quedan ajustadas dentro del primer lóbulo de paso. Además, con este orden se elimina la mayor cantidad de componentes no deseadas sin incorporar ceros cercanos a la banda de interés. Con la segunda derivada de orden 6 se logra detectar el pie de curva del pulso de presión con un índice de desacuerdo de 0% para las señales medidas tanto en el cuello como en el muslo.

Como el índice de desacuerdo en la detección del pie de curva en la señal de BI es de 0%, la exactitud en la medición diferencial de tiempo para determinar el TTP y el periodo cardiaco está determinada por el periodo de la señal de reloj del sistema. Por ejemplo, para un ritmo cardiaco de 120 latidos/minuto el error máximo cometido por el sistema es del 0.7%.

REFERENCIAS

- [1] Organización Mundial de la Salud. *Estadísticas sanitarias mundiales 2012* [en línea]. [ref. de 10 de abril 2013]. Disponible en Web: <http://www.who.int>.
- [2] J. Solà. Continuous non invasive blood pressure estimation. Tesis de doctorado, Universitat Politècnica de Catalunya, España, 2011.
- [3] W. Hsien-Tsai et al. A novel method for measurement of pulse wave velocity by dual-channel photoplethysmography. *IEEE Proc. of Biomedical Circuits and Systems*, 2004.
- [4] M. Moderhak et al. Pulse pressure velocity measurement. *Proc. of the Federated Conference on Computer Science and Information Systems*. p.411-416, 2011.
- [5] G. Mancia et al. ESH/ESC Guidelines for the management of arterial hypertension. *Journal of Hypertension*, 31: p.1281-1357, 2013.
- [6] E.D. Lehmann et al. Validation of Reproducibility of Pressure Corrected Aortic Distensibility Measurements Using Pulse-Wave Velocity Doppler Ultrasound. *J Biomed Eng.* 15(3): p.221-228, 1993.
- [7] M. Persson. Estimation of arterial pulse wave velocity with a new improved Tissue Doppler method. *Proc. of the 23rd Annual EMBS International Conf.* Turkey. p.188-191, 2001.
- [8] A. Harada et al. New Methods of One-point Measurement of Pulse Wave Velocity. *IEEE Ultrasonics Symp.* p.1835-1838, 2002.
- [9] C. Huang et al. Effects of Parameters on the Accuracy and Precision of Ultrasound-Based Local Pulse Wave Velocity Measurement: A Simulation Study. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control.* 61(12): p.2001-2018, 2014.
- [10] M. Bock et al. Pulse wave Velocity Measurement Using a New Real-Time MR-Method. *Magn. Reson. Imaging.* 13: p.21-29, 1995.
- [11] V.V. Itskovich et al. Rapid aortic wave velocity measurement with MR imaging. *Radiology.* 219: p. 551-557, 2001.
- [12] G. Gang et al. Measurement of Pulse Wave Velocity using Magnetic Resonance Imaging. *Proc. of the 26th Annual International Conf. IEEE EMBS. USA.* p.3684-3687, 2004.
- [13] J. Drexler et al. A Software Tool for the Computation of Arterial Pulse Wave Velocity from Flow-sensitive 4D MRI Data. *Computing in Cardiology.* 40: p.559-562, 2013.
- [14] D. Franchi et al. Blood Pressure Evaluation based on Arterial Pulse Wave Velocity. *Computers in Cardiology.* p.397-400, 1996.
- [15] R. Ciobotariu et al. Wireless Monitoring System for Pulse Wave Velocity as Response to Different

Types of Stress. *Proc. of the 3rd International Conf. on E-Health and Bioengineering*. Romania, 2011.

[16] S. Fuke et al. Blood pressure estimation from pulse wave velocity measured on the chest. *35th Annual International Conf. IEEE EMBS*. Japan, 2013.

[17] A. Maria et al. Development of biosignal processing algorithm for Pulse Wave Velocity calculation. *3rd International Conf. on Instrumentation, Communications, Information Technology, and Biomedical Engineering*, 2013.

[18] A.A. Anisimov, A. Ananyeva. Development of system for noninvasive cuffless estimation of Blood Pressure. *Proc. of the IEEE Electrical and Electronic Engineering Conf. USA*, 2014.

[19] G. Zhang et al. Assessing the Challenges of a Pulse Wave Velocity Based Blood Pressure Measurement in Surgical Patients. *IEEE Conf. Proc. of Eng Med Biol Soc*, 2014.

[20] Y.C. Chiu et al. Determination of pulse wave velocities with computerized algorithms. *American Heart Journal*. 121(5): p. 1460-1470, 1991.

[21] M. Bachler et al. Increasing Stability of Real-Time Pulse Wave Velocity Estimation by Combining Established and New Approaches. *8th EUROSIM Congress on Modelling and Simulation*, 2013.

[22] M. Gao et al. Improved Pulse Wave Velocity Estimation Using an Arterial Tube-Load Model. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. 61(3): p.848-858, 2014.

[23] L.A. Geddes, L.E. Baker. *Principles of applied biomedical instrumentation*. John Wiley & Sons. 1975.

[24] J.C. Márquez Ruiz. Sensor-Based Garments that Enable the Use of Bioimpedance Technology: Towards Personalized Healthcare Monitoring. Tesis de doctorado, School of Engineering, University of Borås, Stockholm, Sweden, 2013.

[25] J.E. Ochoa et al. Principios de la evaluación hemodinámica no invasiva con cardiografía de impedancia. *Revista Colombiana de Cardiología*. 16(3): pp.91-102, 2009.

[26] R. Pallàs Areny, P.S. Luna Lozano. Método y aparato para detección continua no consciente de la frecuencia cardíaca por pletismografía de impedancia

con electrodos ocultos. Patente: 2 384 834. España, 2012.

[27] Y-K. Chen et al. A New Dual Channel Pulse Wave Velocity Measurement System. *Proc. of the Fourth IEEE Symp. on Bioinformatics and Bioengineering*, 2004.

[28] M.-C. Cho, et al. A bio-impedance measurement system for portable monitoring of heart rate and pulse wave velocity using small body area. *Proc. IEEE Symp. Circuits and Systems, ISCAS*. p.3106-3109, 2009.

[29] S. Bang, et al. A pulse transit time measurement method based on electrocardiography and bioimpedance. *Proc. IEEE Biomedical Circuits and Systems Conf.* p.153-156, 2009.

[30] J. Solà et al. Chest Pulse-Wave Velocity: A Novel Approach to Assess Arterial Stiffness. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. 58(1): p.215-223, 2011.

[31] W. Lee, S-H. Cho. An Integrated Pulse Wave Velocity Sensor using Bio-impedance and Noise-shaped Body Channel Communication. *Symp. on VLSI Circuits*. p.218-219, 2013.

[32] W. Lee and S-H. Cho. Integrated All Electrical Pulse Wave Velocity and Respiration Sensors Using Bio-Impedance. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 50(3), 2015.

[33] J. Gomez-Clapers et al. Pulse Arrival Time Estimation from the Impedance Plethysmogram Obtained with a Handheld Device. *33rd Annual International Conf. of the IEEE EMBS*. USA. p.516-519, 2011.

[34] J.D. Bronzino. *Medical Devices and Systems en The Biomedical Engineering Handbook*. Third Edition. CRC Press, 2006. 1376 pp. ISBN 1420003860.

[35] Xilinx. *Spartan-3E FPGA Starter Kit Board User Guide* [en línea]. [ref. de 15 de enero 2012]. Disponible en

http://www.xilinx.com/support/documentation/boards_and_kits/ug230.pdf.

[36] R. Sánchez Bao. Sistema basado en hardware reconfigurable para la separación y visualización en tiempo real de las componentes direccionales del flujo sanguíneo. Tesis de maestría, Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba, 2014.

[37] P. Bertemes-Filho et al. Mirrored Modified Howland Circuit for Bioimpedance Applications: Analytical Analysis. *Journal of Physics, Conference Series* 407, 012030, 2012.

[38] L.L. Castro Acevedo. Pletismógrafo de Impedancia basado en hardware reconfigurable para el estudio de vasos superficiales. Tesis de grado, Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba, 2014.

[39] I. E. C. Medical Electrical Equipment. *General requirements for safety - Collateral standard: Safety requirements for medical electrical systems*. vol. IEC 60601-1-1:2000(E). ed: IEC, 2000.

ANÁLISIS Y VALIDACIÓN DE ALGORITMOS DE SEPARACIÓN DE FUENTES SONORAS PARA APLICACIONES EN ENTORNOS INDUSTRIALES

*Alfonso Chacón Rodríguez**

alchacon@tec.ac.cr

Andrés Gómez

Clevis Lozano

Fernando Merchán

Pedro Julián

*DCILab, Escuela de Ingeniería Electrónica, Tecnológico de Costa Rica; Cartago, Costa Rica.

RESUMEN

Se presenta la evaluación del costo computacional de las operaciones aritméticas básicas de tres algoritmos de separación de fuentes sonoras: FastICA, Adaptativo Basado en Gradiente Natural y Adaptativo EASI Basado en Gradiente Relativo. Estos algoritmos fueron seleccionados por su relativa simplicidad y su viabilidad de implementación en hardware, ya sea en una FPGA o un ASIC, como parte de un sistema de localización acústica de agentes móviles en entornos industriales.

INTRODUCCIÓN

Con las mediciones acústicas de un entorno es posible estimar la distancia a la que se ubica un objeto emisor de un sonido [1], o utilizar la diferencia de tiempo y de fase entre las señales recibidas por una red de sensores para estimar la localización de una fuente específica [2]. No obstante, resulta claro que antes de localizar un objeto por el sonido que emite, es necesario saber si el sonido analizado proviene del objeto en cuestión. El tema de la separación ciega de fuentes BSS (del inglés "Blind Source Separation") ha sido fuente de múltiples y complejos algoritmos de procesamiento de señales que requieren cada vez mayor potencia en los cálculos matriciales y estadísticos con altas cargas computacionales [3]. Debido a las propiedades de las señales de audio presentes en un ambiente real, donde las fuentes

emiten sonidos simultáneamente y los obstáculos en el camino producen ecos y reverberación, la aplicación de las técnicas de BSS es un complejo problema [4]. Dichas técnicas utilizan los principios del procesamiento digital de señales y distribuciones probabilísticas basados en características supuestas de las señales, como la independencia estadística entre ellas [4] y [5]. Considerando la viabilidad de implementar algoritmos de BSS en un circuito integrado, el primer paso es determinar la cantidad de operaciones aritméticas básicas de las diferentes etapas de procesamiento de los algoritmos más comunes de separación de fuentes sonoras que han sido evaluados en ambientes industriales [1]. Luego deben buscarse soluciones óptimas que aprovechen las ventajas de la paralelización en hardware, conservando una aceptable eficiencia y robustez de los algoritmos. Con este objetivo en mente, la sección II presenta la descripción y el costo computacional de las tres estructuras implementadas en la plataforma de LabView de National Instruments. En la sección III se discuten los resultados de las pruebas de evaluación del comportamiento de cada algoritmo, usando la versión instantánea con mezclas construidas en el laboratorio. La sección IV presenta las conclusiones y el trabajo futuro.

DESCRIPCIÓN Y COSTO COMPUTACIONAL DE LOS ALGORITMOS DISEÑADOS

Los tres algoritmos de BSS fueron seleccionados por su relativa simplicidad y el alto potencial de implementación en un circuito integrado de bajo costo para aplicaciones acústicas. Con el fin de llevar a cabo la extracción de la fuente de interés, se asume que la mezcla tiene independencia estadística entre las fuentes que la componen [5], [6]. Dichas mezclas, se clasifican como instantáneas o convolutivas, y pueden ser analizadas en el dominio del tiempo o de la frecuencia. En este caso, las mezclas evaluadas son instantáneas y analizadas en el dominio del tiempo.

La aplicación de algoritmos BSS en ambientes reales utilizan técnicas de pre procesamiento que permiten optimizar los métodos BSS [7]. En la implementación de los algoritmos BSS se definen las siguientes convenciones simbólicas:

- P: Número de micrófonos para las mediciones.
- N: Tamaño de la muestra de datos.
- J: Número de fuentes a estimar.
- A: Matriz de mezcla, $P \times J$.
- B: Matriz de separación final, $J \times P$.
- $s = [s_1, s_2, \dots, s_J]^T$: Fuentes de sonido
- $x = [x_1, x_2, \dots, x_P]^T$: Señales después de pre-procesamiento.
- $y = [y_1, y_2, \dots, y_J]^T$: Fuentes estimadas.

ALGORITMO FASTICA

FastICA es uno de los algoritmos más conocidos y comúnmente utilizados para BSS, por su robustez y velocidad de convergencia [4], [8]. Este algoritmo opera con datos en bloque, por lo que requiere de suficiente memoria para procesar los bloques de N datos en cada etapa. La figura 1 muestra las tres etapas del algoritmo FastICA. El centrado es la media de los datos de la matriz de entrada v , calculada con la ecuación 1.

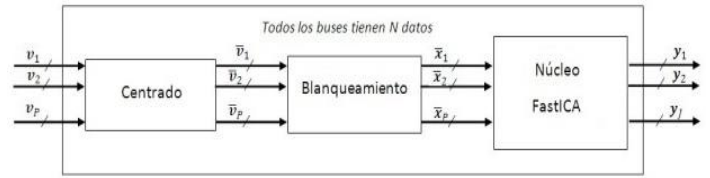


Figura 1. Etapas del algoritmo FastICA. Las dos primeras etapas -- centrado y blanqueo-- son operaciones de pre procesamiento que optimizan el subsiguiente núcleo del algoritmo de ICA.

$$\bar{v}_i = v_i - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N v_{ij} \quad (1)$$

Las operaciones aritméticas básicas para centrar un vector fila se listan en la tabla 1. A nivel de hardware, este bloque puede replicarse P veces para calcular la media en paralelo de todas las filas, o insertar una lógica de secuencialización para utilizar los mismos recursos en P tiempos diferentes.

Tabla I. Cantidad de operaciones para el centrado de datos

Tipo	Cantidad por mezcla	Cantidad total
Sumas	N	PN
Multiplicaciones	1	P
Restas	N	PN
Total	$2N + 1$	$2PN + P$

El proceso de blanqueamiento de la señal conlleva el cálculo de las matrices de covarianza y de salida de datos x , así como de los vectores y valores propios de la matriz covarianza. La tabla II muestra la cantidad total de operaciones del proceso.

Tabla II. Cantidad de operaciones para el blanqueamiento, k =Número de iteraciones, parámetros que determina la convergencia del algoritmo

Tipo	Cantidad total
Sumas	$\frac{1}{2}(3N-1)P^2 - \frac{1}{2}(N+1)P + k((2P-1) \sum_{j=1}^{P-1} j + P^3 - P)$
Multiplicaciones	$\frac{3}{2}(N+1)P^2 + \frac{1}{2}(N+3)P + k(P^3 + 3P^2 + 3P \sum_{j=1}^{P-1} j)$
Restas	$kP \sum_{j=1}^{P-1} j$
Divisiones	$kP + 1$
Raíz	$kP + P$
Total	$(3N+1)P^2 + 2P + 1 + k(2P^3 + 3P^2 + ((6P-1) \sum_{j=1}^{P-1} j) + P)$

Por último, el algoritmo central FastICA, presenta dos versiones: FastICA basado en curtosis y FastICA basado en negestropía [9]. Se eligió la versión basada en curtosis por su velocidad de convergencia cúbica, que hace que sea entre 10-100 veces más rápido comparado con algoritmos basados en gradiente [9]. En la tabla III se resume la cantidad de operaciones aritméticas que realiza el núcleo del algoritmo FastICA basado en curtosis.

Tabla III. Cantidad de operaciones para el núcleo del algoritmo FastICA basado en curtosis, k=número de iteraciones requerido para la convergencia

Tipo	Cantidad total
Sumas	$k \left[(J-1)P^2 + 2NJ - J(N+2) + 1 \right] + (J-1)^2 \frac{P^2 + P}{2}$
Multiplicaciones	$k \left[(J-1)P^2 + (6J + 2NJ - 2)P + 2NJ \right] + J(J-1) \left(\frac{P^2 + P}{2} \right)$
Restas	$kP(2J-1)$
Divisiones	$k(2J-1)$
Raíz	$k(2J-1)$
Total	$k \left[2(J-1)P^2 + (4NJ + 8J - 3)P + NJ + 2J - 1 \right] + (2J-1)(J-1) \left(\frac{P^2 + P}{2} \right)$

ALGORITMO ADAPTATIVO BASADO EN GRADIENTE NATURAL

Este algoritmo opera dato a dato, a diferencia del algoritmo FastICA que opera en bloque. Esto representa una ventaja al no requerir grandes cantidades de memoria para almacenar grupos de datos. Además, por ser adaptativo, minimiza la dependencia estadística entre las fuentes estimadas tomando como base el parámetro de información mutua; no obstante, tiene la desventaja de que en condiciones iniciales se requeriría un tiempo apreciable para que el algoritmo empiece a converger a valores estables [10].

Debido a que éste algoritmo solo requiere el centrado de los datos de entrada antes de ejecutar el núcleo central del mismo, se utiliza un filtro paso bajo (ecuación 2) para calcular la media m de cada mezcla x_i . Dicho cálculo realiza dos multiplicaciones, una suma y una resta (para extraer el dato centrado).

$$m_i(t) = \alpha x_i(t) + (1 - \alpha)m_i(t-1) \quad (2)$$

El núcleo central del algoritmo adaptativo basado en gradiente natural se ejecuta en los pasos siguientes:

$$y(t) = B(t-1)x(t)$$

$$B(t) = B(t-1) - \mu[f(y)y^T - I]B(t-1)$$

Donde, **B** es la matriz de separación and F(y) es la función de contraste, definida por:

$$f(y) = \frac{3}{4}y^{11} + \frac{25}{4}y^9 - \frac{14}{3}y^7 - \frac{47}{4}y^5 + \frac{29}{4}y^3$$

En la tabla IV se muestra el total de operaciones matemáticas de los dos pasos anteriores.

Tabla IV. Cantidad de operaciones para el núcleo del algoritmo adaptativo basado en gradiente natural

Tipo	Cantidad
Sumas	$PJ^2 - J$
Multiplicaciones	$(1+P)J^2 + (2P)J$
Restas	$(1+P)J$
Total	$(2P+1)J^2 + 3PJ$

ALGORITMO ADAPTATIVO EASI BASADO EN GRADIENTE RELATIVO

Este algoritmo fue propuesto por J. Cardoso [12]. Integra en el procesamiento el proceso de blanqueamiento, así los datos son no correlacionados y tiene varianza unitaria. Este algoritmo minimiza la dependencia estadística entre las fuentes estimadas al ser adaptativo. Al igual que el algoritmo basado en gradiente natural solo requiere de dos etapas, el centrado (dos multiplicaciones, una suma y una resta) y el núcleo central. La diferencia entre ellos es que algoritmo EASI incluye el gradiente relativo en el pre-procesamiento, representado por $\mu[yy^T - I + g(y)y^T - (g(y)y^T)^T]$, y considera la matriz de separación como ortogonal. La cantidad de operaciones para el algoritmo EASI se muestra en la tabla V, donde se observa que no hay gran variación en la cantidad de operaciones aritméticas ejecutadas por éste algoritmo y el de gradiente natural.

Tabla V. Cantidad de operaciones para el núcleo del algoritmo EASI

Tipo	Cantidad
Sumas	$(1 + P)J^2 - J$
Multiplicaciones	$(2 + P)J^2 + (2P)J$
Restas	$J^2 + (1 + P)J$
Total	$2(P + 2)J^2 + (3P)J$

ANÁLISIS DE RESULTADOS

Para el análisis y validación de los algoritmos descritos, se seleccionaron tres fuentes de sonidos presentes en un ambiente industrial: la bocina de camión, un motor de tractor en estado estacionario y una motosierra que acelera y desacelera (obtenidas de [11]), muestreadas a una frecuencia de 22050 Hz. Estas señales fueron elegidas después de evaluar su no gaussianidad para asegurar que fueran extraíbles. Los resultados se incluyen en la tabla \ref{tab6}, de donde se determina que todas las fuentes son super Gaussianas (curtosis positiva). En la misma plataforma desarrollada en LabView, se tomaron 20,000 muestras de cada una de las fuentes seleccionadas y se crearon tres mezclas instantáneas aleatorias $v = [v_1, v_2, v_3]^T$ a partir de la Ec. 3, donde $s = [s_1, s_2, s_3]^T$ son las tres fuentes originales.

$$v = As \quad (3)$$

Para estimar la calidad de la separación, se utilizó una métrica basada en la razón de señal a interferencia SIR (Signal to Interferences Ratio, por sus siglas en inglés) [13]. Usando MatLab se calcularon los parámetros estadísticos de curtosis y de información mutua (resultados mostrados en la tabla VI) de cada par de fuente antes de ser mezcladas. Dichos parámetros son requeridos para maximizar el algoritmo FastICA.

Tabla VI. Parámetros de información mutua entre cada par de fuentes y curtosis, parámetros estadísticos para maximizar FastICA

Fuente	BocCamion	MotTractor	Motosierra	Curtosis
BocCamion	0,98	$8,13E-05$	$5,86E-04$	0,463
MotTractor	$8,13E-05$	1,00	$2,11E-05$	1,294
Motosierra	$5,86E-04$	$2,11E-05$	1,00	2,490

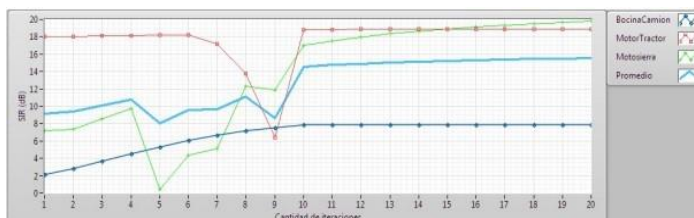


Figura. 2 Influencia de la cantidad de iteraciones en el núcleo principal de FastICA sobre la calidad de la separación. Las fuentes convergen a su valor final en ± 12 iteraciones.

Los resultados de la evaluación del algoritmo FastICA se muestran en la Figura 2, donde se puede resaltar que en doce iteraciones todas las fuentes han superado el 90\% de su valor final; inclusive la fuente Motor Tractor demostró converger prácticamente a la primera iteración, cerca de 18 dB. También podemos notar que la fuente con más baja curtosis (BocinaCamion) presenta una baja calidad de separación, 7 dB aproximadamente.

Para la evaluación de los dos algoritmos adaptativos, se usó el mismo bloque de datos, la función de no linealidad $f(y) = \tanh(y)$ y dos valores diferentes para la tasa de aprendizaje $\mu = 0.0005$ y 0.001 . Los resultados de la ejecución del algoritmo adaptativo basado en gradiente natural se muestran en las figuras 3 y 4. Se observa que al aumentar el valor de la tasa de aprendizaje se acelera el proceso de convergencia: con $\mu = 0.0005$ se requieren 25 iteraciones, mientras que con $\mu = 0.001$ solo ocho iteraciones. Para ambos casos el promedio final de la SIR es de alrededor de 27 dB.

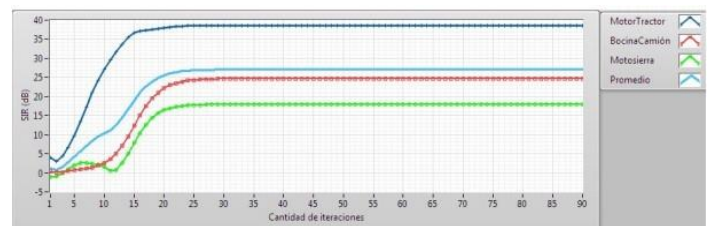


Figura 3. Calidad de la separación en función de número de iteraciones con $\mu = 0.0005$ del algoritmo de gradiente natural. El proceso de convergencia se lleva a cabo en ± 25 iteraciones

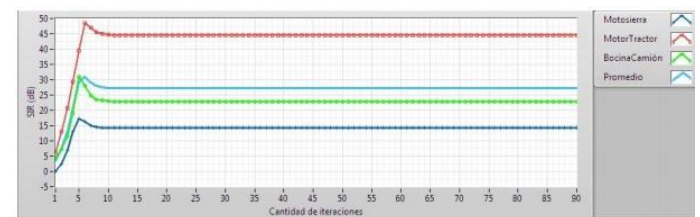


Figura 4. Calidad de la separación en función de número de iteraciones con $\mu = 0.001$ del algoritmo de gradiente natural. El proceso de convergencia se lleva a cabo en ± 25 iteraciones y el promedio de SIR se mantiene constante.

Los mismos parámetros de prueba anteriores se aplicaron al algoritmo adaptativo EASI basado en

gradiente relativo. De los resultados presentados en las Figuras 5 y 6, se observa que no hay una gran diferencia en el comportamiento del algoritmo EASI y el basado en gradiente natural, solo una pequeña reducción en el número de iteraciones para la convergencia. Sin embargo, el algoritmo EASI muestra que para una mayor tasa de aprendizaje hay una reducción en la calidad de la separación, el promedio del SIR se reduce 5 dB aproximadamente.

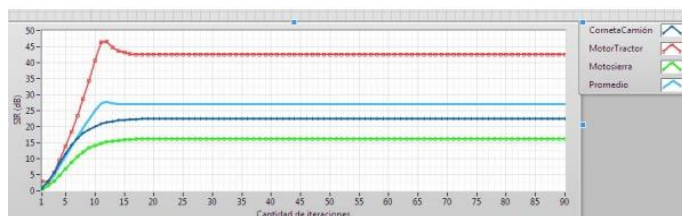


Figura 5. Calidad de la separación en función de número de iteraciones con $\mu = 0.0005$ del algoritmo EASI. No presenta gran diferencia entre éste y el gradiente natural, sólo una reducción de ± 5 iteraciones

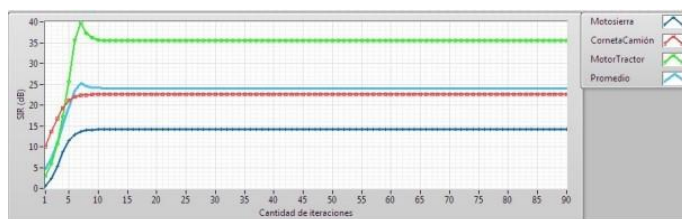


Figura 6. Calidad de la separación en función de número de iteraciones con $\mu = 0.001$ del algoritmo EASI. La diferencia entre éste y el de gradiente natural es en la reducción del promedio del SIR en aprox. 5 dB al aumentar μ

Por otro lado, en la tabla VII se presenta el número de operaciones aritméticas simples que realiza cada algoritmo (con $P = 4$ mezclas y $J = 3$ fuentes). Cabe resaltar que, a simple vista el algoritmo FastICA es el que menor cantidad de operaciones ejecuta frente a los dos adaptativos, sin embargo, la complejidad extra de las divisiones y raíces cuadradas se ha tomado en cuenta². La independencia de las operaciones del algoritmo FastICA brinda más posibilidad de paralelizarlas, aunque ello implica utilizar mayores recursos de hardware. Los algoritmos adaptativos son más sencillos y requieren menos

memoria, pero su operación de forma secuencial hace que la convergencia tome más tiempo.

Tabla VII. Operaciones aritméticas básicas requeridas por cada algoritmo con $\mu = 0.001$ y $k = 8$

Algoritmo	FastICA	Grad. Natural	EASI
Sumas y restas	2,741,476	3,930,000	4,710,000
Multiplicaciones	3,862,530	5,640,000	5,580,000
Divisiones	89 (2,536)	0	0
Raíces	92	0	0
Total	6,604,654	9,570,000	10,290,000

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

Se han analizado e implementado tres algoritmos de BSS en una plataforma en LabView, estos algoritmos fueron elegidos por su relativa simplicidad y su alto potencial para implementar en un circuito integrado de bajo costo para aplicaciones de procesamiento acústico en ambientes industriales. Los algoritmos mostraron resultados favorables para fuentes con distribuciones sobre Gaussianas. Se evaluó el funcionamiento de la plataforma para separación de fuentes, la cual demostró robustez y estabilidad en la ejecución de las funciones implementadas. La plataforma permite crear mezclas sintéticas instantáneas o convolutivas, con diferentes fuentes. Los resultados obtenidos de las simulaciones nos dan una idea general de las características estadísticas de las fuentes estimadas. También, se cuantificó un aproximado del costo computacional de los tres algoritmos, en función de la cantidad de operaciones aritméticas simples requeridas por cada uno. Los resultados nos llevan a elegir el algoritmo FastICA como el mejor candidato para ser implementado en hardware, ya sea en un FPGA o un ASIC. Este análisis es la primera fase de la evaluación de los algoritmos para BSS, en la fase siguiente se realizarán pruebas con mezclas reales capturadas de un ambiente industrial, los resultados obtenidos serán presentado en próximas publicaciones.

² Se supone el uso del algoritmo SRT division en las divisiones de FastICA. Se requieren dos multiplicaciones y una resta por cada iteración.

REFERENCIAS

- [1] J. Lanslots, F. Deblawe, K. Janssens, "Selecting Sound Source Localization Techniques for Industrial Applications", *The Noise and Vibration Control Magazine*, pp. 6-9, Junio 2010.
- [2] A. Chacon., F. Martin-Pirchio, S. Sanudo, and P. Julian, "A low-power integrated circuit for interaural time delay estimation without delay lines", *IEEE Trans. Circuits Systems II, Express Briefs*, 56, (7), 2009.
- [3] A. Van Schaik, S. Shamma, "A Neuromorphic Sound Localizer for a Smart MEMS System", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 39, pp. IV-864-867, 2004.
- [4] P. Common and C. Jutten. *Handbook of Blind Source Separation*, chapter 1: Introduction, pages 1–22. Elsevier Ltd, 1 edition, 2010.
- [5] A. Hyvarinen, J. Karhunen, E. Oja, "Independent component analysis", 2001.
- [6] V. Yan Fu Tan. *Blind audio source separation*, Mayo 2005. Fourth-year undergraduate project in Group F, 2004/2005.
- [7] M. Stanacevic and G. Cauwenberghs. Gradient flow adaptive beamforming and signal separation in a miniature microphone array. In *Proc. IEEE Int. Conf. Acoustic Speech and Signal Processing (ICASSP'2002)*, (Orlando FL, pages 13–17, 2002.
- [8] C. Alvarez, J. Monzón, "Aplicaciones de ICA con conceptos de estabilidad para separar señales", Departamento de Ingeniería, Facultad de Ciencias Exactas, Universidad Nacional del Nordeste, Corrientes – Argentina. Resumen: E-004, *Comunicaciones Científicas y tecnológicas*. 2006.
- [9] A. Hyvärinen. New approximations of differential entropy for independent component analysis and projection pursuit. In *Advances in Neural Information Processing Systems*, 10:273–279, 1998.
- [10] S. Amari, A. Cichocki, and H. H. Yang. A new learning algorithm for blind signal separation. In *Advances in Neural Information Processing Systems*, pages 757–763. MIT Press, 1996.
- [11] FindSounds. Findsounds [online]. URL <http://www.findsounds.com/>
- [12] J. F. Cardoso and B. Laheld. Equivariant adaptive source separation. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 44:3017–3030, 1996.
- [13] D. Schobben, K. Torkkola, and P. Smaragdis. Evaluation of blind signal separation methods. *Proceedings Int. Workshop Independent Component Analysis and Blind Signal Separation*, pp. 261–266, Aussois, France, January 11–15, 1999.

INTEGRACIÓN HW/SW PARA APLICACIONES MÉDICAS BASADAS EN EL ESTÁNDAR OPENMAX

David de la Fuente
David.Fuente@uclm.es
Julio D. Dondo
Jesús Barba
Julián Caba
Juan Carlos López

Universidad de Castilla-La Mancha; Ciudad Real, España

RESUMEN

La utilización de recursos Hw es una técnica muy común cuando se requiere acelerar partes de un sistema con fuertes exigencias temporales o computacionales. Un campo en el que cada vez se demandan más estas exigencias es el de la medicina. Por este motivo, los fabricantes implementan en Hw algoritmos de procesamiento utilizados en las aplicaciones médicas con el fin de mejorar su rendimiento. Por normal general, estas implementaciones no siguen ningún estándar de desarrollo y suelen hacerse a medida, lo que limita la capacidad de reutilización, portabilidad e integración del desarrollo.

A través de la plataforma de integración Hw/Sw presentada en este trabajo, se ofrece la posibilidad de integrar los diversos IP's o cores en una cadena de procesamiento basada en el estándar OpenMAX, el cuál ha sido adaptado y migrado a las necesidades específicas de los sistemas empujados. Un IP implementado sobre esta plataforma se comunicará con el resto del sistema de manera transparente, homogénea y descentralizada, con una mínima sobrecarga añadida en la infraestructura de integración.

INTRODUCCIÓN

Cada vez es más evidente la aplicación de técnicas de procesamiento multimedia en el campo de la medicina.

Aplicaciones destinadas a la adquisición y tratamiento de señales biomédicas, al procesamiento de imágenes médicas de alta resolución o las de apoyo a las discapacidades sensoriales son un claro ejemplo. Las exigencias computacionales y temporales asociadas a estas aplicaciones se han incrementado notablemente, hasta el punto de tener aplicaciones como las de monitorización o las de cirugía asistida por computador cuya ejecución en tiempo real es obligada. Esto ha dado lugar a sistemas heterogéneos Hw/Sw en los que, con el fin de mejorar su rendimiento, se han implementado en Hw las partes más críticas del sistema a modo de coprocesadores, intellectual property (IP) o aceleradores [1] [2].

Generalmente, la encapsulación de diversos IP's en los sistemas heterogéneos es algo habitual pero debido a que suelen ser de diferentes fabricantes aparecen problemas de incompatibilidad y de integración. A causa de la escasa utilización de estándares de desarrollo multimedia en muchas facetas de la integración y en el desarrollo del Hw para el procesamiento multimedia, los diseños suelen implementarse de manera ad-hoc, dificultando en gran medida la reutilización y la portabilidad de los sistemas. Dado que en los SoCs las arquitecturas de bus son las más extendidas para comunicar diversos bloques funcionales, la tendencia actual para facilitar la reutilización e integración de IP's pasa por estandarizar la manera de acceder a su funcionalidad. Típicamente, esto se consigue estandarizando los buses de comunicación a los que están conectados

los IP's (ARM AMBA™ IBM CoreConnect™) o bien definiendo un envoltorio que independice la parte de comunicación de su comportamiento interno [3] [4].

Basándose en lo anterior, este trabajo presenta una plataforma de integración Hw/Sw para sistemas de procesamiento multimedia y que adicionalmente proporciona la infraestructura y los mecanismos necesarios para incorporar a los IP's a un flujo de aplicación estandarizado basado en OpenMAX [5]. Esta plataforma hará uso del middleware de comunicación Object Oriented Communication Engine (OOCE) [6] para ofrecer una gestión transparente de la comunicación y aumentar nivel de abstracción en el que se define el sistema con el fin de desacoplar el campo de aplicación de los detalles inherentes al diseño. El resto del documento se estructura de la siguiente manera: en la sección 2, se ofrece una visión general de la propuesta haciendo hincapié en la manera de trasladar el estándar OpenMAX al ámbito de los sistemas empujados y cómo permitir una fácil integración de elementos de procesamiento Hw/Sw. La visión de la plataforma por parte del programador se detalla en la sección 3. Para finalizar, se enumerarán una serie de conclusiones en la sección 4.

PROPUESTA

Nuestra propuesta se basa en el uso de las FPGA's y el estándar OpenMAX para el diseño e implementación de sistemas multimedia heterogéneos flexibles y portables en un corto espacio de tiempo. OpenMAX es un estándar abierto, desarrollado por el grupo Khronos¹ cuya meta es reducir el coste y la complejidad de migrar Sw multimedia entre múltiples sistemas operativos y plataformas. Una aplicación típica de OpenMAX está compuesta por un conjunto de componentes OpenMAX que encapsulan parte de la funcionalidad del sistema y forman una cadena de procesamiento. Tras el análisis realizado en [7] de las tres capas que componen OpenMAX, se aprecia que la capa de integración (Integration Layer (IL) representada en la figura 1) ejerce las funciones de un middleware como la carga y descarga dinámica de componentes OpenMAX, inicialización, conexión de los

componentes, gestión de la sincronización y de la comunicación etc.

La implementación Hw de ciertos elementos de la capa IL puede repercutir notablemente en el rendimiento final del sistema. Un candidato a ser desarrollado en Hw es el concepto de componente OpenMAX ya que al encapsular funciones de procesamiento puede requerir mayores capacidades computacionales. A la implementación Hw de un componente OpenMAX se denominará componente OpenMAX Hw. Dicha implementación lleva asociada la necesidad de proporcionar una conectividad estandarizada del componente con resto del sistema, obligando a implementar los mecanismos de comunicación entre componentes descritos en el estándar OpenMAX.

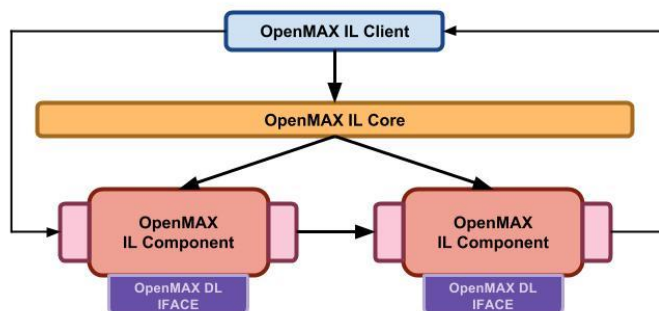


Figura 1: Estructura de OpenMAX Integration Layer.

Para tener una visión global de la propuesta, la figura 2 representa una cadena de procesamiento OpenMAX utilizando el enfoque de nuestra plataforma de integración Hw/Sw. En el ejemplo, los componentes B y C están asignados a una implementación Hw de un componente OpenMAX. En la plataforma, la comunicación a nivel Sw será llevada a cabo respetando los protocolos y mecanismos descritos en la implementación de referencia de OpenMAX. Los componentes destinados a ser implementados en Hw (B y C) forman una sub-cadena de componentes e intercambiarán buffers (mínima unidad de intercambio de datos en OpenMAX) siguiendo la filosofía del modelo de comunicación tunelada definida en el estándar. Por el hecho de ser una comunicación directa entre componentes sin la intervención de elementos adicionales, se ha elegido el modelo tunelado por

considerar que es el más eficiente de los modelos que ofrece el estándar.

Desde el punto de vista del usuario de la aplicación, gracias a la utilización de OCE la integración de los componentes OpenMAX Hw en el sistema es completamente transparente.

COMPONENTES OPENMAX HW

Un componente OpenMAX Hw (figura 3) está compuesto por dos partes bien diferenciadas con el fin de independizar la parte de computación del componente de la parte de comunicación, aumentando sus posibilidades de reutilización tal y como se ha visto en la introducción. Por un lado se encuentra el denominado Hw Media Core (HMC) que encapsula la implementación Hw del algoritmo de procesamiento multimedia de esa etapa de la aplicación, y por otro lado está el adaptador para dicho HMC (a partir de ahora OpenMAX Hardware Adapter, OHA) que aparte de estandarizar el acceso al componente será el responsable de gestionar la comunicación y los datos de entrada y salida.

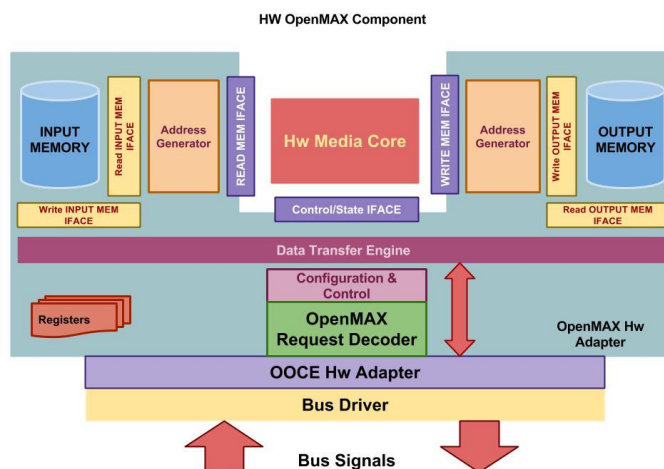


Figura 3: Micro-Arquitectura del Componente OpenMAX Hw.

Se ha dejado una sencilla interfaz entre el HMC y el OHA que proporciona al HMC la independencia de la tecnología de comunicación (canal, protocolo y sincronización) y permite gestionar y controlar su ejecución. A través de esta interfaz, el HMC ofrece información relativa a su estado de ejecución al OHA el cual, en función de dicho estado, activará las señales de control pertinentes para la gestión del HMC (inicio, pausa, configuración, etc.). A parte de esta interfaz de control, el HMC interactúa con el OHA por medio de una interfaz estandarizada de memoria compuesta por un puerto de lectura y otro de escritura. De esta forma, el HMC también permanece ajeno a las tecnologías de memoria utilizadas, aumentando de nuevo el grado de reutilización. Siempre que se respete la interfaz con el OHA, cualquier algoritmo o IP con capacidad de procesar datos a su entrada y generar nuevos datos a su salida es candidato a ser encapsulado en el HMC y pasar a formar parte de un flujo de aplicación OpenMAX.

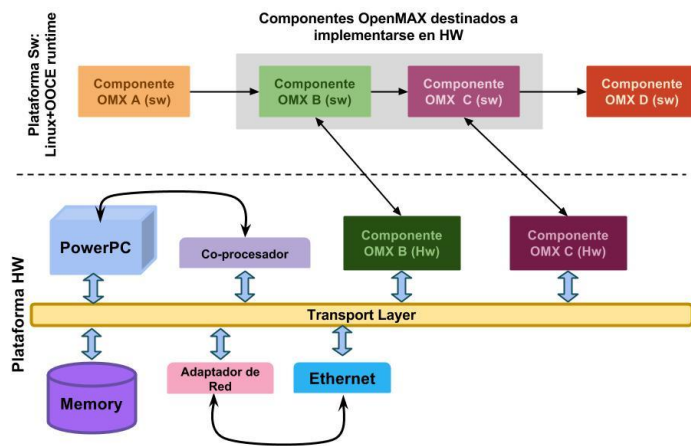


Figura 2: Visión general de la plataforma de integración Hw/Sw.

Los elementos predominantes en el OHA son las memorias locales de entrada y salida. Desde el punto de vista del OHA, el uso de las memorias se reduce a escribir datos en la memoria local de entrada (que posteriormente serán leídos por HMC) y leer los datos generados por el HMC de la memoria local de salida que más tarde serán transmitidos. La independencia de la tecnología subyacente de las memorias se logra

por medio del uso de la implementación Hw del patrón iterador [8] por parte del HMC y del OHA.

Otro elemento destacable dentro del OHA, es el Data Transfer Engine (DTE), que se encarga de controlar el estado de las memorias locales y gestiona el proceso de transmisión de datos con el resto de componentes de la cadena. Este proceso es controlado de manera autónoma por el DTE, sin la intervención de rutinas Sw, convirtiéndose de esta manera, en un proceso completamente descentralizado y transparente al HMC, con la ventaja añadida de tener liberado al microprocesador de la tarea de transferir los datos entre componentes OpenMAX Hw.

La parte de acceso al bus de comunicaciones es responsabilidad de los adaptadores de OOCE que implementan una semántica de Invocación a Método Remoto (RMI). Son los encargados de transformar los datos que provienen del canal a llamadas a los métodos presentes en la interfaz del OHA. Estos métodos son el conjunto de primitivas derivadas del estándar OpenMAX relativas a la configuración y ejecución del componente y a la gestión de la comunicación con otros componentes OpenMAX (Hw o Sw) del sistema. Gracias a la utilización de los adaptadores de OOCE, el componente OpenMAX Hw representa un objeto en el sistema y puede utilizar los mecanismos de comunicaciones definidos en OOCE, facilitando una integración Hw/Sw completamente transparente al usuario.

OOCE COMO HERRAMIENTA DE INTEGRACIÓN

Una de las soluciones más extendidas cuando se trata de comunicar una gran variedad de elementos heterogéneos (aplicaciones, redes, Sw, Hw, etc.) es la utilización de un middleware. En este trabajo, se ha optado por usar un middleware desarrollado en la Universidad de Castilla la Mancha denominado Object Oriented Communication Engine (OOCE). Basándose en el paradigma de objetos distribuidos, OOCE proporciona una visión unificada de todo el sistema donde todos los elementos (Hw o Sw) son considerados objetos y pueden ser invocados a través de una interfaz de objeto bien conocida. La

especificación de dicha interfaz es totalmente independiente de la tecnología de comunicación, permitiendo homogeneizar la comunicación Hw/Sw. OOCE define el modelo de comunicación cliente/servidor con varias extensiones para soportar la semántica RMI anteriormente mencionada. Las invocaciones entre objetos clientes y servidores se representan por medio de mensajes, los cuales contienen toda la información necesaria para alcanzar su destino, los parámetros de la invocación y la dirección de retorno si fuera necesario.

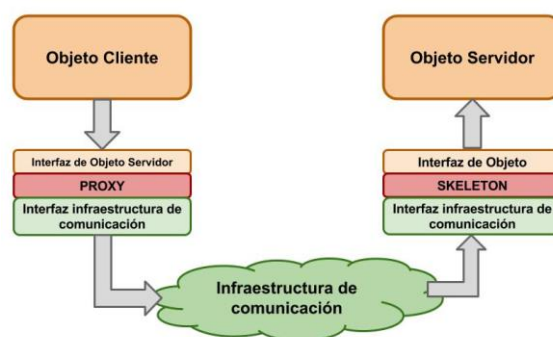


Figura 4: Actores en una invocación a método remoto (RMI).

Para lograr establecer una comunicación basada en RMI es necesario la presencia de dos elementos adaptadores esenciales: un proxy y un skeleton. Como se observa en la figura 4, el proxy es una entidad que representa al objeto servidor y se sitúa entre el objeto cliente y el medio de transporte. Por su parte, el skeleton suplanta al objeto cliente en el servidor y es el encargado de recoger los mensajes generados por el proxy y generar la invocación en el servidor una vez hayan sido decodificados (ver figura 5). La clave está en proporcionar a los objetos que intervienen en la comunicación la ilusión de tener una conexión directa entre ellos.

Siguiendo esta filosofía, tal y como se muestra en la figura 6, OOCE da soporte a los tipos de comunicación (Hw/Hw, Hw/Sw y Sw/Hw) necesarios para poder integrar un componente OpenMAX Hw en un flujo de aplicación OpenMAX.

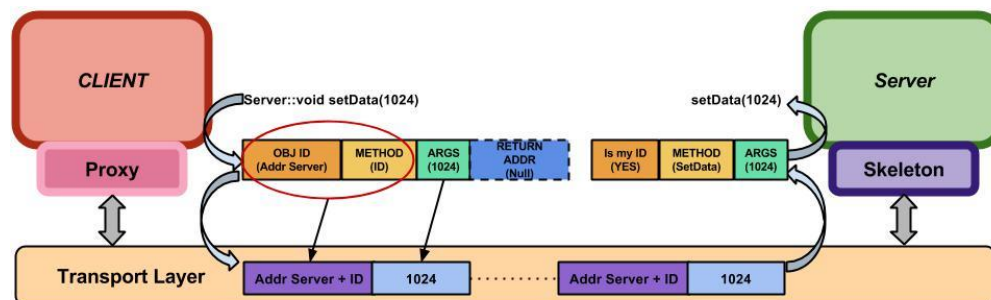


Figura 5: Transformación de invocación remota a transacción por el canal de comunicación y viceversa.

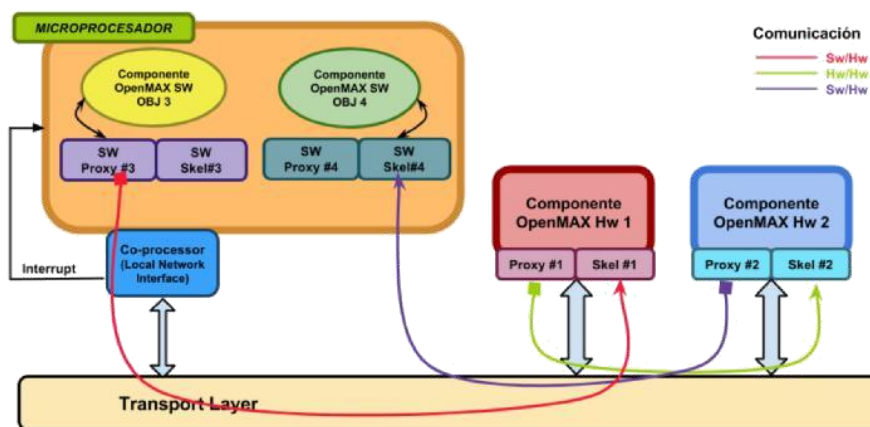


Figura 6: Ejemplo de los distintos tipos de comunicación en OOCE.

VISIÓN DE LA PLATAFORMA POR PARTE DEL DESARROLLADOR

Para que la inclusión de un nuevo componente OpenMAX Hw no afecte al resto de componentes presentes en el sistema, se ha definido una "fachada" Sw del componente Hw que entienda OpenMAX al 100 %. En realidad, esta fachada es una versión de un componente OpenMAX Sw obtenido de la implementación de referencia del grupo Khronos libre de carga de procesamiento. Además de poseer una interfaz 100% OpenMAX y no tener capacidad de procesamiento, la fachada del componente OpenMAX Hw realiza funciones de representación y únicamente redirige al componente OpenMAX Hw asociado las primitivas del estándar relativas a su configuración y sincronización. Estas primitivas son transformadas por su fachada a invocaciones remotas a método de la interfaz del componente Hw. De esta forma, la integración de un componente OpenMAX Hw es completamente transparente al resto del

sistema y compatible al 100% con el estándar OpenMAX. Una vez configurados y puestos en funcionamiento, los componentes OpenMAX Hw son lo suficientemente autónomos como para poder comunicarse entre ellos sin la intervención de sus fachadas.

El ejemplo del código fuente 1 trata de ilustrar el uso de los componentes OpenMAX Hw integrados de manera transparente en una cadena de procesamiento formada por componentes OpenMAX. La aplicación está destinada al procesamiento de imagen y va a estar formada por cuatro componentes OpenMAX (ETH READER, RBG2BW, SOBEL y ETH SINK) de los cuales dos (RBG2BW y SOBEL) van a ser implementados como componentes OpenMAX Hw. La aplicación OpenMAX consiste en recibir imágenes a través de un puerto Ethernet, convertir las imágenes a blanco y negro, aplicar un filtro de detección de bordes y finalmente

enviar las imágenes procesadas de nuevo por la Ethernet.

```
int main (int argc , char** argv) {
    OMX_Init ( );
    /*Getting Components Handler */
    OMX_GetHandle (&appPriv->ethreaderhandle, "
        ETH READER" NULL, &READERcallbacks);
    OMX_GetHandle (&appPriv->rgb2bwhandle, "
        RGB2BW", NULL, RGB2BWcallbacks);
    OMX_GetHandle (&appPriv->sobelhandle, "SOBEL",
        NULL, &SOBELcallbacks);
    OMX_GetHandle (&appPriv->ethsinkhandle, "
        ETH SINK", NULL, &SINKcallbacks);
    /* Set basic parameters for Components*/
    OMX_SetParameter (appPriv->ethreaderhandle,
        OMX_IndexParam, eth_reader_param_list);
    OMX_SetParameter (appPriv->rgb2bwhandle,
        OMX_IndexParam, rgb2rw_param_list);
    OMX_SetParameter (appPriv->sobelhandle,
        OMX_IndexParam, sobel_param_list);
    OMX_SetParameter (appPriv->ethsinkhandle,
        OMX_IndexParam, eth_sink_param_list);

    /*Set the size for img Hw OMX Components*/
    sSize . sWidth . nValue = 640;
    sSize . sHeigth . nValue = 480 ;
    OMX_SetConfig (appPriv->rgb2bwhandle,
        OMX_IndexConfigImgSize, &sSize);
    OMX_SetConfig (appPriv->sobelhandle,
        OMX_IndexConfigImgSize, &sSize);

    OMX_UseBuffer (appPriv->rgb2bwhandle,
        & RGB2BWinBuffer0, 0, NULL, nBufferSize1,
        outBufferETH_READER->pBufferpBuffer1);
    OMX_AllocateBuffer (appPriv->sobelhandle, &
        SOBELoutBuffer1, 1, NULL,
        Buffer_out_size);

    /*Setting up tunneled communication*/
    OMX_SetupTunnel (appPriv->rgb2bwhandle, 1,
        appPriv->sobel, 0) ;

    /*Change HWOMX Component state*/
    OMX_SendCommand (appPriv->rgb2bwhandle,
        OMX_CommandStateSet, OMX_StateIdle,
        NULL);
    OMX_SendCommand (appPriv->sobelhandle ,
        OMX_CommandStateSet, OMX_StateIdle,
        NULL);
    OMX_SendCommand (appPriv->rgb2bwhandle,
        OMX_CommandStateSet, OMX_StateExecuting, NULL);
    OMX_SendCommand (appPriv->sobelhandle,
        OMX_CommandStateSet, OMX_StateExecuting
        , NULL);
    ...
    OMX_DeInit ( );
    return 0 ;
}
```

Listing 1: Ejemplo de una implementación de una cadena de procesamiento multimedia Hw/Sw con Componentes OpenMAX Hw.

Tal y como puede observarse en el código, el programador trata los componentes OpenMAX Hw exactamente igual que a cualquier otro componente. Esto se debe a que en realidad el desarrollador interactúa con sus fachadas que tienen una interfaz 100% OpenMAX. En segundo plano, la fachada re-direccionan los parámetros a su componente Hw asociado a través de una invocación a un método en la interfaz del componente Hw. Al utilizar el middleware, cada fachada realiza dicha invocación utilizando el proxy Sw que será el encargado de hacer uso de la infraestructura ofrecida por OOCe para comunicar objetos Sw con objetos Hw. Como se aprecia en el código, el envío de parámetros a objetos Sw y Hw es completamente transparente al programador de la aplicación.

Para simplificar la tarea del desarrollador y aumentar el nivel de abstracción de la plataforma y del proceso de integración, se ha automatizado en gran medida la generación del código fuente de los elementos que intervienen en dicho proceso. Esto supone un ahorro considerable en coste de desarrollo y mantenimiento, a la par que se reduce el esfuerzo de integrar un IP en una cadena de procesamiento basada OpenMAX.

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

En este trabajo se ha presentado una plataforma de integración Hw/Sw basada en una arquitectura de bus que ofrece una interfaz OpenMAX de acceso común a los componentes presentes en ella y por tanto permite a IP's comerciales formar parte de un flujo de aplicación estandarizado. Además, se ha conseguido una comunicación entre componentes OpenMAX Hw eficiente y descentralizada, evitando la intervención de rutinas u otros elementos en las transferencias de datos entre ellos.

Debido a la diversidad de requisitos en los IP's de procesamiento multimedia, una línea futura de investigación es analizar el impacto de construir una jerarquía de buses para poder agrupar los diferentes IP en base a sus necesidades computacionales. Por otra parte, se está dotando a la plataforma de la infraestructura necesaria para dar soporte a la reconfiguración dinámica de los componentes

OpenMAX Hw, permitiendo cambiar su funcionalidad en tiempo de ejecución.

AGRADECIMIENTOS

Esta investigación ha sido financiada por el Ministerio Español de Ciencia e Innovación bajo el proyecto DREAMS (TEC2011-28666-C04-03), y por el Ministerio Español de Industria y el Centro para el Desarrollo Tecnológico Industrial bajo el proyecto ENERGOS (CEN-20091048).

REFERENCIAS

- [1] Martijn J. Rutten, Jos T.J. van Eijndhoven, Evert- Jan D.Pol, Egbert G.T. Jaspers, Pieter Van der Wolf, Om Prakash Gangwal and Adwin Timmer. \Eclipse: A Heterogeneous Multiprocessor Architercture For Flexible Processing", Philips Research Laboratories, 2002.
- [2] Paul Brelet, Arnaud Grasset, Philippe Bonnot, Frank Ieromnimon and Dimitrios Kritharidis. \System Level Design for Embedded Recon_gurable Systems using MORPHEUS platform", IEEE Annual Symposium on VLSI, 2010.
- [3] Abbes, F.; Abid, M.; Casseau, E., \Interface Architecture Generation for IP Integration in SoC Design", Computer Engineering and Systems, The 2006 International Conference on , vol., no., pp.66,70, 5-7 Nov. 2006.
- [4] Jer-Min Jou; Shiann-Rong Kuang; Kuang-Ming Wu, \A hierarchical interface design methodology and models for SoC IP integration", Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on , vol.2, no., pp.II-360,II-363 vol.2, 2002
- [5] Openmax webpage. <http://www.khronos.org/openmax>, 2014.
- [6] J. Barba and F. Rincon and F. Moya, J.D. Dondo and F.J. Villanueva and D. Villa and J.C. Lopez, \Object-Oriented Communication Engine for SoC Design", DSD - Euromicro Conference on Digital System Design. Lubeck (Germany), 2007.
- [7] Barba, J. and de la Fuente, D. and Rincon, F. and Moya, F. and Lopez, J.C., \Openmax hardware native support for e_cient multimedia embedded systems", Consumer Electronics, IEEE Transactions on, 2010.
- [8] Rincon, Fernando and Moya, Francisco and Barba, Jes_us and Lopez, Juan Carlos, \Model Reuse Through Hardware Design Patterns", Proceedings of the Conference on Design, Automation and Test in Europe - Volume 1, DATE 2005.

TRABAJOS EN DESARROLLO

TABLA DE CONTENIDO

IMPLEMENTACIÓN EN HARDWARE DE ESTIMADOR DE MLE	140
SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS PARA DETECCIÓN DE GRB Y EVENTOS SOLARES PARA EL PROYECTO LAGO	142
MEDICIONES Y ANÁLISIS DE VIBRACIONES EN EL PUENTE VIRILLA, RUTA NACIONAL N° 1, CON SENSORES DE FIBRA ÓPTICA FBG	144
SISTEMA DE CONTROL PID PARA TRANSDUCTOR LINEAL WISSEL MEDIANTE PWM Y GENERACIÓN DE ONDA DE REFERENCIA, PLANA Y TRIANGULAR.....	145
DESARROLLO DE UN SISTEMA DE VISIÓN ESTEREOSCÓPICA EMBEBIDO BASADO EN FPGA.....	147
SISTEMA DE MEDICIÓN DE ORIENTACIÓN EN UN FPGA UTILIZANDO SENSORES INERCIALES PARA APLICACIONES AEROESPACIAL.....	149
MEDICIÓN DE POTENCIA ELÉCTRICA PARA OPTIMIZAR EL USO DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA – ELECTRIC POWER METER.....	150
DESCRIPCIÓN DE LA PROBLEMÁTICA QUE SE QUIERE ATACAR O FENÓMENO QUE SE QUIERE ESTUDIAR	152

IMPLEMENTACIÓN EN HARDWARE DE ESTIMADOR DE MLE

Luciana De Micco y Maximiliano Antonelli

Argentina

RESUMEN

Generalmente el estudio de sistemas alineales, más específicamente sistemas caóticos, se realiza en forma analítica. Sin embargo, para la utilización de estos sistemas en aplicaciones electrónicas es necesario conocer el comportamiento que tienen al ser implementados físicamente, tanto en implementaciones digitales como analógicas. Para ello se utilizan cuantificadores provenientes de la teoría de la información y también herramientas derivadas de la mecánica estadística. Existen muy pocas implementaciones en hardware de estas herramientas, capaces de cuantificar en tiempo real las propiedades estadísticas de los sistemas físicos.

Este trabajo se enmarca dentro de un proyecto mayor en el cual el objetivo es el desarrollo e implementación de un set de herramientas en hardware para el análisis de sistemas alineales. Las herramientas que esperamos implementar son cuantificadores que calculan: la Entropía de Shannon, Complejidad, Bandt y Pompe embedding, exponentes de Lyapunov, autocorrelación y correlación cruzada, operador de Perron Frobenius, dimensión de correlación, cuantificadores los diagramas de recurrencias y de los bancos de pruebas para la estudio de números aleatorios (Marsaglia , NIST, etc.).

En este trabajo en particular nos enfocamos en el máximo exponente de lyapunov (MLE), este cuantificador caracteriza el grado de separación de dos trayectorias infinitesimalmente cercanas de un sistema dinámico.

Generalmente es utilizado como un indicador de la presencia de caos en sistemas dinámicos ya que da una medida de la tasa media de divergencia exponencial de orbitas cercanas. En este caso nos interesa poder medir este cuantificador a partir de una secuencia generada por un sistema al que no se tiene acceso. Además el algoritmo debe poder calcularse sobre una cantidad pequeña de muestras.

SOLUCIÓN O METODOLOGÍA PROPUESTA

Luego de una búsqueda bibliográfica y del análisis de distintos algoritmos se decidió implementar en hardware la aproximación del MLE de Kantz [1]. La razón de seleccionar esta aproximación es que cumple con los requisitos pre establecidos, puede ser determinado sin contar con la expresión explícita del modelo y no requiera de una gran cantidad de datos, además es un método robusto frente al ruido.

El método, cuyo esquema se muestra en la Fig. 1, consiste en considerar a la serie temporal como una trayectoria en el espacio de embedding, y asumir que un punto s_n muy cercano a otro previamente visitado $s_{n'}$ es una perturbación de este. Luego, se puede considerar la distancia $D_0 = s_n - s_{n'}$ como una pequeña distancia, la cual crecerá exponencialmente en el tiempo. Su valor futuro puede ser calculado como $D_t = s_{n+t} - s_{n'+t}$. Entonces, si se encuentra que:

$|D_t| \approx D_0 e^{\beta t}$ y entonces β será el MLE del sistema.

En la práctica, a partir de una secuencia s_n , utilizando siguiente expresión:

$$S(\epsilon, m, t) = \left\langle \frac{1}{|U_n|} \sum_{s_{n'} \in U_n} (s_{n+t} - s'_{n+t}) \right\rangle_n$$

Se calculan los valores de S y se los grafica en función de n . Si S exhibe un incremento lineal con idéntica pendiente para todo m mayor que un m_0 , y para un rango de ϵ razonable, luego está pendiente será el valor estimado MLE del sistema.

Para la implementación se utiliza el software de Xilinx Vivado HLS [2], esta herramienta admite programar en C el sistema y luego se encarga de sintetizar en lenguaje de hardware. De esta forma es posible

implementar bloques concurrentes, lo que aumenta la velocidad de cálculo.

El sistema se dividió en diversas funciones o módulos, los cuales serán implementados en forma separada. En la Fig. 2 pueden verse estas funciones, las cuales son ejecutadas en forma concurrente para distintos valores de ϵ , esto aumenta la velocidad de cálculo.

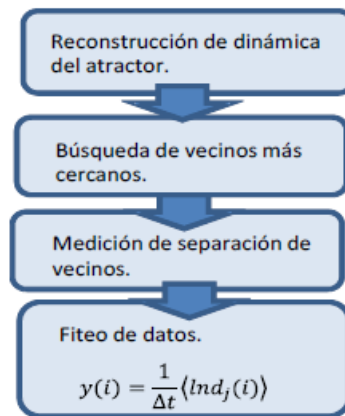


Figura 1. Esquema del algoritmo de Kantz

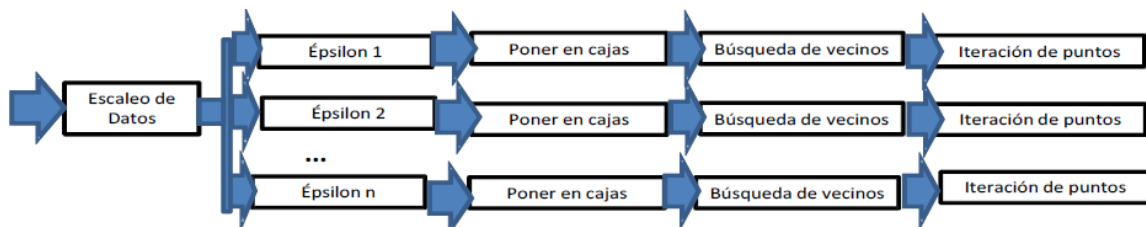


Figura 2. Esquema en bloques del sistema propuesto

ESTADO ACTUAL DE PROYECTO Y AVANCES

El primer paso, ya finalizado, fue el desarrollo del sistema en lenguaje C mediante el software CodeBlocks, se obtuvieron resultados correctos de MLE para sistemas conocidos. El programa se encuentra dividido en funciones, lo que permite subdividir en bloques el programa a implementar.

En este momento nos encontramos profundizando en el uso de la herramienta Vivado HLS de Xilinx. Estamos adaptando el programa en C, para que sea

sintetizable mediante la herramienta de síntesis del software Vivado.

Esto consiste en el reemplazo de librerías y funciones. Se implementó y se simuló la etapa de "Escaleo de los datos", la generación de los ϵ y la función "Poner en cajas".

Únicamente fue posible la simulación de estos bloques por separado, ya que la FPGA que tenemos disponible es una Spartan 3, y los bloques implementados del sistema requieren más recursos de los disponibles en ese dispositivo.

SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE DATOS PARA DETECCIÓN DE GRB Y EVENTOS SOLARES PARA EL PROYECTO LAGO

Iván Rene Morales y Luis Guillermo García

Guatemala

RESUMEN

LAGO (Large Apperture GRB Observatory), es un proyecto colaborativo que se desarrolla entre varios países de Latinoamérica y tiene como fin observar destellos de rayos gamma (*GRBs*) en distintas ubicaciones utilizando la técnica de detección de partícula simple (single particle detection) a través de detectores Cherenkov. En la actualidad, existen dos tarjetas de adquisición de datos diseñadas en la comunidad LAGO (uno creado en Puebla, México, y el otro en el Bariloche, Argentina). Inicialmente, el Proyecto LAGO en Guatemala pretendía únicamente usar la electrónica que proporcionó la colaboración de Argentina para detectar los *GRBs* en esta región. Desafortunadamente, la tarjeta de adquisición fue dañada y el detector quedó inoperativo. Ante la problemática sucitada se comenzó con el desarrollo una nueva electrónica de adquisición, la cual debería tener mayor resolución, tanto temporal como de amplitud.

Una de las principales deficiencias de las electrónicas actuales es la incapacidad de capturar los eventos en tiempo real dado que las frecuencias de muestreo no son suficientemente altas. Por esta razón, las electrónicas actuales incluyen un retardo en el "*Pulse Shaper*" para poder ralentizar la señal y acoplarla a la velocidad de muestreo de los ADC's

Se pretende, crear una interfaz para un conjunto de 3 fototubos multiplicadores (PMT por sus siglas en ingles) de alta velocidad de respuesta, con la cual podrán observarse los pulsos provenientes forma directa (sin necesidad de ralentizar el proceso) y con mayor detalle, comparado con el equipo previamente existente. Además, debido a que uno de los nuevos objetivos del Proyecto LAGO es estudiar la actividad

solar (indirectamente) a través de los cambios de flujo de Rayos Cósmicos Galácticos (LAGO SOLAR), el dispositivo desarrollado debe estar en la capacidad de ser recalibrado para detectar dichos eventos, realizándole la menor cantidad posible de modificaciones.

SOLUCIÓN O METODOLOGÍA PROPUESTA

Se desarrollará una tarjeta de interfaz analógica de tres canales, la cual, a través de un conjunto de buses de alta velocidad se interconectará con un FPGA, quien será el encargado de detectar "eventos de Destellos de Rayos Gamma", discriminar falsos positivos, sincronizar la información con un GPS y mantener el funcionamiento estable de la tarjeta DAQ: los fototubos varían su componente de voltaje DC muy rápidamente y de forma no lineal, por lo que se deberá implementar un sistema de control que mantenga el rango dinámico de detección siempre en un valor máximo. Asimismo, las condiciones atmosféricas son muy importantes al momento de analizar la información recolectada, por lo que se deben incluir entre los datos generados la presión atmosférica y temperatura actual.

En la primera etapa se creará una interfaz analógica, prototipo de un canal, la cual será analizada y depurada para la posterior creación de la versión definitiva de tres canales.

Debido a las limitaciones de presupuesto (el cual es nulo), el diseño de la electrónica debe basarse únicamente en productos que provienen de fabricantes que realizan donaciones. En este caso la mayoría de componentes son donaciones enviadas

por *Texas Instruments*, *Maxim I.C.*, *T.E. Connectivity* y *Xilinx*.

La electrónica propuesta tendrá las siguientes características principales:

Muestreo a 125 MSPS, resolución de 14 bits. En comparación con las DAQ de Argentina (40 MSPS, 10 bits) y México (100 MSPS, 10 bits), el rendimiento total se ve mejorado significativamente. Además ha de tomarse en cuenta que la plataforma será flexible para adaptarse fácilmente a las necesidades de adquisición de datos para LAGO SOLAR.

ESTADO ACTUAL DEL PROYECTO Y AVANCES

Actualmente el proyecto se encuentra en la etapa de depuración del primer prototipo.

Entre las correcciones a realizar en esta versión de la electrónica están como prioridad:

1. Reducir el ruido parásito ocasionado por los inversores de voltaje en la fuente de alimentación.
2. Rediseñar el PCB para optimizar las rutas en las señales de reloj y de transmisión de datos con el propósito de minimizar el *"crosstalk"* y el *"skew"*.
3. Mejorar el aislamiento de las fuentes de voltaje entre los componentes analógicos y digitales.
4. Modificaciones menores en las frecuencias de corte de algunos filtros.

Además se estudia la posibilidad de utilizar ciertos componentes de menos consumo de potencia los

cuales serán sometidos a prueba previa a realizar cualquier cambio.

Este prototipo se encuentra desarrollado en una placa artesanal dada las limitaciones económicas. Una vez depurada la electrónica se procederá a fabricar una PCB definitiva con los tres canales necesarios.

Entre los avances actuales del proyecto, se tiene ya desarrollada las etapas de polarización del PMT (*"Slow Control"*) y la corrección del voltaje base del mismo (*"Baseline control"*) a través de una interfaz SPI controlado desde la FPGA. Se tiene desarrollada la etapa de acople y amplificación de la señal para el ADC con el problema de ruido parásito que provoca una pequeña distorsión en la señal.

Se tiene una versión inicial del bitstream de control en la FPGA con interfaz a computadora y análisis de la señal a través de python. Dicho bitstream, maneja el *"Baseline control"* por medio de un PID para mantener la señal dentro del umbral de captura del ADC.

Todo el bitstream está desarrollado en lenguaje VHDL sobre una tarjeta de desarrollo Nexys 3. Actualmente dicho código, así como el software en python se encuentran en etapa de depuración y corrección de errores.

Se adjuntan unas fotografías del proyecto desarrollado hasta la fecha y las señales obtenidas.

MEDICIONES Y ANÁLISIS DE VIBRACIONES EN EL PUENTE VIRILLA, RUTA NACIONAL N° 1, CON SENSORES DE FIBRA ÓPTICA FBG

Francisco Navarro y Daniel Ureña

Costa Rica

RESUMEN

Este artículo presenta la experiencia generada durante la inspección detallada de la superestructura del puente Virilla, ruta nacional N° 1, como parte del proyecto de investigación *"eBridge 2.0: sistema integrado para el desempeño de puentes"* y a solicitud del Consejo Nacional de Vialidad (CONAVI), con base en el Contrato interadministrativo existente entre el CONAVI y el Tecnológico de Costa Rica (TEC).

En este trabajo se realiza una descripción general del puente en estudio, así como una inspección inicial de la estructura. Se dispone de un modelo analítico del

puente para el análisis estructural y se presenta una breve introducción a la tecnología y los fundamentos de sensores de fibra óptica FBG (Fiber Bragg Grating), su uso y ventajas comparativas respecto a su contraparte tradicional.

Las mediciones realizadas permitieron cuantificar las magnitudes vibratorias y deformación en varias secciones del puente en condición de tránsito vehicular en servicio (comportamiento ambiental). Los resultados experimentales obtenidos son comparados con el modelado analítico computacional de la estructura y a su vez con normas nacionales e internacionales.

SISTEMA DE CONTROL PID PARA TRANSDUCTOR LINEAL WISSEL MEDIANTE PWM Y GENERACIÓN DE ONDA DE REFERENCIA, PLANA Y TRIANGULAR

Jorge Hernán López Botero y Elisaul Pérez Pérez

Instituto de Física, Universidad de Antioquia; Colombia

RESUMEN

La espectroscopía mossbauer ha evolucionado mucho desde su invención hace ya más de medio siglo, los sistemas digitales desarrollados a pasos vertiginosos facilitan la implementación de instrumentos con costos de producción ínfimos. Una de esas tecnologías con alta robustez es la FPGA. En busca de la implementación por etapas de un espectrómetro Mossbauer en una FPGA Spartan 3e de Xilinx, se ha desarrollado un sistema de control PID para el transductor MA-260S-Wissel mediante el estímulo PWM, dando la posibilidad al experimentalista establecer según su necesidad un barrido lineal en las ventanas de velocidad, o centrarse en un conjunto particular de velocidades.

DETALLES DEL INSTRUMENTO Y EL EXPERIMENTO

Transductor lineal.

MA-260S-Wissel (imagen1) transductor lineal fabricado para uso mossbauer por la empresa WissEl, es un motor con características ^[3] de precisión de 0.5% y frecuencia natural de 25 Hz.



Figura 1. Transductor de velocidades MA-260S, imagen tomada de la página comercial de la empresa WissEl

Evaluación del rizado ante un PWM.

El transductor lineal operado dentro de su rango de funcionamiento es sin lugar a duda una herramienta muy precisa, sin embargo, requiere de un sistema analógico para ser alimentado. Sabiendo que un sistema inerte puede ser estimulado por una señal periódica lejos de su frecuencia de resonancia, se evaluó la respuesta del transductor al establecimiento de un voltaje RMS de 3 voltios mediante una señal digital de 1kHz simétrica en la bobina de manejo, esta señal fue generada por una FPGA y amplificada por un amplificador de bajo costo L298n, la respuesta al establecimiento de la señal se reporta en la figura 2. Se evidencia la viabilidad del manejo del motor mediante un sistema digital sin la necesidad de integrar un DAC y amplificadores al sistema.

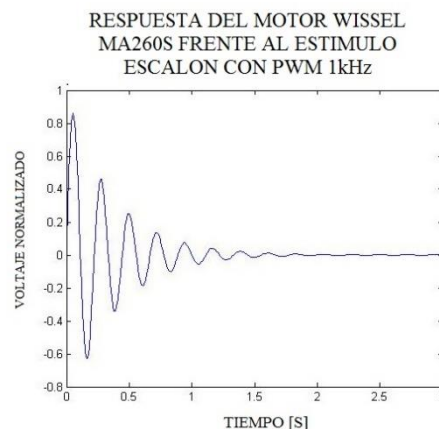


Figura 2. Respuesta del motor frente al estímulo unitario RMS de 3V con frecuencia en PWM de 1kHz. No existe un rizado en la señal de recogida debida al PWM.

PID

El control proporcional integral y derivativo se encuentra en etapa de caracterización, por lo que no es posible reportar los resultados aún, esperamos tener los resultados en 2 semanas.

El control PID se implementó según la ecuación (1) [4], los coeficientes del control fueron obtenidos mediante Matlab usando la respuesta al escalón unitario.

Las señales de referencia (figura 3, figura 4) se generan digitalmente en la FPGA.



Figura 3. Señal de referencia cuadrada para instaurar velocidad constante en el transductor.

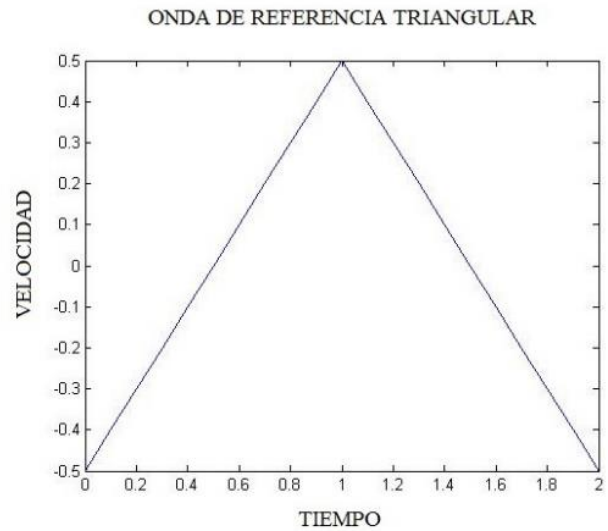


Figura 4. Señal de referencia triangular, con esta se obtiene un barrido sobre todas las ventanas de velocidad en el motor.

Esta reportada una distorsión por la discontinuidad de la derivada, El problema yace en el término derivativo del control, este genera una inestabilidad que da lugar a una pequeña curva, por lo que no puede alcanzarse la forma de la figura 3 con un PID simple, este problema probablemente pueda solucionarse desconectando esta parte del control al aproximarse a la punta.

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE VISIÓN ESTEREOSCÓPICA EMBEBIDO BASADO EN FPGA

Roberto Esteban Campos Ruiz and Miguel Risco Castillo

Perú

RESUMEN

El incremento en las necesidades de inspección automática en líneas de producción industriales, reconstrucción tridimensional de entornos, navegación autónoma de vehículos robóticos y la gran cantidad de grupos de investigación en el área académica, hace que los sistemas de visión estereoscópica sean parte importante en el cumplimiento de sus objetivos. Estos escenarios hacen que el procesamiento en tiempo real sea uno de los principales requerimientos de un sistema de visión estereoscópica.

La complejidad de los algoritmos usados implica un elevado costo computacional, haciendo que los clásicos sistemas embebidos basados en microcontroladores no brinden el rendimiento necesario. Es así que, modernos sistemas embebidos, principalmente comerciales, basados en microcomputadores y *DSP*s cumplen la demanda ofreciendo suficiente velocidad y características en sus arquitecturas dedicadas para el procesamiento de imágenes, sin embargo debido al *hardware* dedicado

que usan estos sistemas no es posible la modificación y/o mejora de los algoritmos implementados. Asimismo estos sistemas necesitan de considerables cantidades de energía para su funcionamiento, haciéndolos no recomendables para aplicaciones en sistemas móviles con autonomía energética.

SOLUCIÓN O METODOLOGÍA PROPUESTA

Con aplicación en entornos industriales, investigación y en el área académica, se propone el desarrollo de un sistema de visión estereoscópica embebida con rendimiento semejante a los sistemas comerciales y con facilidad de reproducción en base a una reducida complejidad de construcción.

Este sistema estará dividido en tres bloques principales, Adquisición: encargado de recibir los *frames* provenientes de las cámaras izquierda y derecha (CI y CD) ;Procesamiento: ejecuta los algoritmos de visión estereoscópica, y Comunicación: establece el intercambio de información desde el sistema embebido hacia un sistema externo. El diagrama generalizado es mostrado en la Figura 1.



Figura N1. Diagrama general del sistema propuesto

Debido a que los algoritmos necesarios pueden ser implementados en hardware, se plantea el uso de *FPGAs* (*Field Programmable Gate Arrays*) ya que provee una forma económica y simple de construir bloques dedicados para cada etapa de procesamiento y dado su característica de paralelismo, estos bloques pueden funcionar al mismo tiempo, haciendo del sistema: rápido, flexible y efectivo.

Los algoritmos (calibración y rectificación de imágenes, pre filtrado, *stereo matching* y post filtrado) serán desarrollados en *VHDL* (*Very high speed integrated circuit Hardware Description Language*) usando las principales herramientas de diseño y simulación como Quartus II, ISE, Modelsim, etc.

Además los algoritmos tendrán su validación mediante la comparación con los resultados obtenidos usando software especializado como Matlab con el *Toolbox* de procesamiento de imágenes.

Para la implementación del sistema se prevé el uso de dos tarjetas (figura 2), en la Tarjeta 1 serán implementadas las etapas de Adquisición y Procesamiento, para ello se plantea el uso de una tarjeta de desarrollo *FPGA*. La Tarjeta 2 se diseñará e incluirá los adaptadores de CI, CD, un chip que permita la comunicación *USB* (*Universal Serial Bus*) con un sistema externo y un conector paralelo *GPIO* (*General Purpose Input/Output*) que podrá ser usado para transferencia de datos o para control de otros dispositivos.



Figura N2. Diagrama del hardware propuesto

ESTADO ACTUAL DE PROYECTO Y AVANCES

El proyecto está en fase desarrollo desde Abril del 2014 y hasta la actualidad se ha realizado lo siguiente:

- En base a la relación de prestaciones requeridas, disponibles y costos se ha adquirido una tarjeta de desarrollo De0-nano (el cual posee una *FPGA Cyclone IV* de Altera) donde será implementado la adquisición y procesamiento.
- En el diseño de la Tarjeta 2 (figura 2), se ha finalizado los esquemáticos incluyendo los adaptadores de las

cámaras, el chip *USB* (CY7C68013A de Cypress), el conector *GPIO* y los componentes necesarios para su correcto funcionamiento. Asimismo se ha realizado la referenciación mecánica de los adaptadores para CI y CD en base a un *baseline* de 60 mm, y de los conectores para una adecuada interconexión con la Tarjeta 1.

- Se han desarrollado, simulado y validado los algoritmos de: conversión RGB (red, green, blue) a escala de grises, filtro de mediana (de dimensión variable), filtro Sobel, transformada Censur y Mini Censur, todos estos forman parte del pre filtrado.

SISTEMA DE MEDICIÓN DE ORIENTACIÓN EN UN FPGA UTILIZANDO SENSORES INERCIALES PARA APLICACIONES AEROESPACIAL

Ronny Huerta Firma, Eduardo Pillco Porlles y Miguel Chicchon Apaza

Argentina

RESUMEN

El presente trabajo se desarrolla en el ámbito de la instrumentación aeroespacial al desarrollar un sistema de medición de orientación en un FPGA usando sensores inerciales. Se pretende atacar la problemática de poder sensar la orientación en el espacio como puede ser de vehículos aéreos y fusionar su información obtenida afín de obtener datos con precisión.

SOLUCIÓN O METODOLOGÍA PROPUESTA

Se construyó un SOPC (System On a Programmable Chip) con un procesador embebido en este caso el NIOSII de la DE0-Nano en el FPGA, y mediante el constructor SOPC Builder del programa Quartus II. Se

utilizó la arquitectura SBA (Simple Bus Architecture) para el bus I2C en VHDL con los sensores y en el NIOSII se implementó el algoritmo de calibración (mínimos cuadrados) y de fusión de sensores (Filtro de Kalman Extendido). En la Figura 1 se muestra el esquema con los componentes utilizados.

ESTADO ACTUAL DE PROYECTO Y AVANCES

El estado actual del trabajo de investigación se encuentra en la lectura de tres sensores inerciales como son el acelerómetro (mide aceleraciones), magnetómetro (mide campos magnéticos) y giroscopio (mide velocidades angulares). Los trabajos futuros serían incorporar el GPS, barómetro, altímetro, ultrasonidos, infrarrojos y cámaras

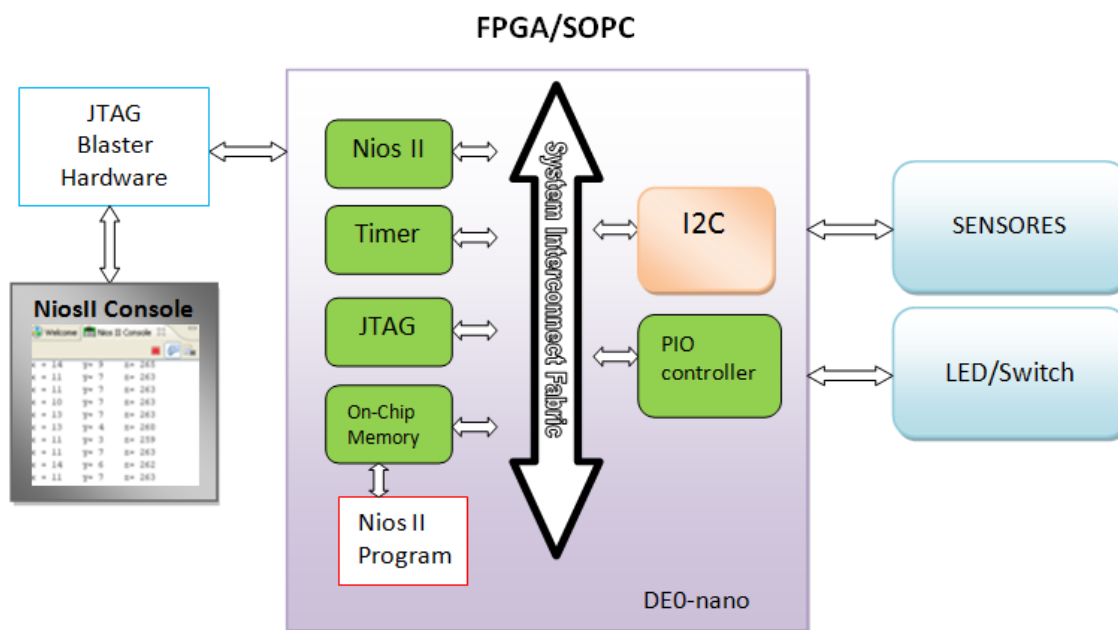


Figura 1: Esquema del diseño del sistema de medición en el FPGA.

MEDICIÓN DE POTENCIA ELÉCTRICA PARA OPTIMIZAR EL USO DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA – ELECTRIC POWER METER

Juan Carlos Martinez Santos, Maryori Sabalza Mejia y Jesus David

Salvador

RESUMEN

La práctica de medir potencia eléctrica se efectúa mediante medidores o contadores, los cuales son usados para calcular la cantidad de energía que una compañía suministra y factura a sus usuarios. Actualmente, los dispositivos utilizados son proporcionados por la empresa prestadora del servicio. Estos dispositivos son grandes, costosos y requieren de personal capacitado para su instalación y manipulación, de forma que se cuenta con un totalizador que solo le permite al usuario tener el consumo global. De la misma forma, la empresa solo le reporta los consumos mensuales, lo que a su vez no permite determinar cuáles son las fuentes de mayor consumo y cuando esto sucede.

SOLUCIÓN O METODOLOGÍA PROPUESTA

En la actualidad se han diseñado diversos medidores inteligentes ya sea en base arduino u otras plataformas como lo son el caso de los proyectos referenciados en [1], [2], [3]. Estos proyectos con ayuda de una plataforma arduino y un sensor de corriente se diseñó un medidor inteligente que les permite a los usuarios conocer el consumo de energía eléctrica en su hogar. Para construir estos prototipos utilizaron sensores de corriente como el YHDC SCT-013-000 y el ECS1030-L72. Estos envían el valor de corriente a arduino y por código calculan la potencia. El principal problema de estas soluciones es que asumieron constante el voltaje suministrado por la empresa prestadora del servicio de energía eléctrica residencial. En el caso de Estado Unidos, 230V [1], Malasia 240V [2] y España de 230V [3]. Esta suposición afecta el valor del cálculo de potencia debido a la variabilidad del voltaje suministrado en cada hogar a diferentes horas del día.

Otros proyectos, como los encontrados en [4], [5], le dan a conocer al usuario el valor de su consumo al usuario remotamente. En el caso de [4], los autores envían la información por medio de la misma línea de potencia (Power Line). Mientras que en [5] se implementa una red ZigBee.

Nuestro desarrollo es una versión mejorada de los trabajos [1], [2], [3]. Por un lado, en nuestro proyecto implementamos un circuito para la medición directa de la tensión de entrada. Esta característica nos permite entregar un valor real del consumo. Por otro lado, nuestro proyecto busca que las comunicaciones remotas sean más convencionales (diferente a [4] y [5]), por lo que usaremos una red LAN, la misma que presta el servicio de internet doméstico.

Dichas estas diferencias consideramos nuestro proyecto mejor e innovador. No solamente mejoramos las prestaciones de las actuales soluciones, sino a demás ampliamos las funciones que este realiza. Por ejemplo, nuestro sistema proporcionará parámetros asociados a la calidad de la energía, como son el Factor de Potencia (FP) y el nivel de ruido armónico (THD) empleando hardware y software de distribución gratuita. La metodología de diseño que está usando en el diseño y construcción se basa en los conceptos de co-diseño hardware/software.

ESTADO ACTUAL DEL PROYECTO Y AVANCES

Hoy en día, el sistema puede medir potencia instantánea en una carga trifásica o tres cargas monofásicas (tres canales de voltaje y tres canales de corriente). El porcentaje de error de nuestros sistema están en el orden 1.63% y el 4.31%. Los valores

máximos son 250V a 100A. Estamos trabajando en las protecciones de sobre voltaje y sobre corriente.

Como trabajo futuro, se quiere interconectar una tarjeta Ethernet a la arduino, la cual nos permitirá enviar los datos de consumo a la web. De esta forma se puede conocer la información del consumo en cualquier momento. La ventaja de esta tarjeta es que al igual que arduino UNO es abierta.

Como característica adicional, pensamos medir el factor de potencia. Con esta información, el usuario puede determinar el nivel de ruido y tomar las medidas necesarias. Esta característica está más enfocada en el sector industrial, un mercado que esta habido de soluciones de este tipo.

REFERENCIAS

[1] Open Energy Monitor."How to build an Arduino energy monitor - measuring mains voltage and current" [consulta 7-03-2014]

[2] SMART POWER METER FOR DOMESTIC DEVICES.

[http://portal.fke.utm.my/fklibrary/files/naimahbinti mohamad/2014](http://portal.fke.utm.my/fklibrary/files/naimahbinti%20mohamad/2014) [consulta 8-07- 2014]

[3] A power consumption monitoring, displaying and evaluation system for home devices. [http://www.iteam.upv.es/pdf articles/14.pdf](http://www.iteam.upv.es/pdf%20articles/14.pdf) [consulta 7-07-2014]

[4] Development of a smart power meter for AMI based on ZigBee communication. [http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=arnumber =5385726url](http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=arnumber=5385726url) [consulta 1-08-2014]

[5] Home Energy Management System based on Power Line Communication. [http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=arnumber =5606273url](http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=arnumber=5606273url) [consulta 1-08-2014]

DESCRIPCIÓN DE LA PROBLEMÁTICA QUE SE QUIERE ATACAR O FENÓMENO QUE SE QUIERE ESTUDIAR

Wilson Javier Perez H.

Colombia

RESUMEN

En este proyecto se busca incorporar la robótica móvil cooperativa como recurso de apoyo didáctico en los procesos de enseñanza desarrollados desde la Educación Inicial, hasta la Educación Media Superior, educación conocida internacionalmente como K-12 por sus siglas en inglés (Kinder Garden to 12th Grade).

El proyecto pretende aprovechar el interés que despierta en los niños y los jóvenes el uso de la robótica, para desarrollar una serie de actividades didácticas orientadas a la enseñanza de conceptos relacionados con la ciencia y la tecnología, así como de algunas temáticas curriculares propias de cada grado en la educación K-12.

SOLUCIÓN O METODOLOGÍA PROPUESTA

La propuesta comprende el diseño y construcción de un grupo de robots móviles que cuenten con la capacidad de comunicarse inalámbricamente y coordinar autónomamente sus actividades para el desarrollo de tareas preestablecidas.

Con el fin de incrementar la interacción entre los robots y los niños, así como la de los robots con su entorno, cada uno de éstos incorpora una cámara digital que conectada a la FPGA, la cual actúa como elemento central de control. En la FPGA se han sintetizado los circuitos requeridos para la comunicación con la cámara y para el almacenamiento de las imágenes en la memoria RAM. Adicionalmente, se ha embebido un procesador encargado de ejecutar el algoritmo de alto nivel que coordina las tareas cooperativas entre los robots y

maneja parte de las comunicaciones del sistema. Los robots disponen también de tarjetas de comunicación inalámbrica y algunos sensores como acelerómetros-inclinómetros, sensores ultrasónicos de distancia y sensores ópticos para guiado y ubicación.

El proyecto contará además con una interfaz de usuario diseñada en un lenguaje orientado a objetos, en la cual, los niños y profesores pueden interactuar con los robots diseñados y programar las actividades a realizar por cada uno de los robots en el grupo de trabajo cooperativo.

ESTADO ACTUAL DE PROYECTO Y AVANCES

El proyecto se encuentra en una fase intermedia en la cual se han diseñado y construido los circuitos impresos necesarios para realizar la interfaz entre las tarjetas de desarrollo para FPGAs DE0 Nano de Altera y los demás dispositivos y sistemas en cada robot móvil. Se hizo la adquisición de cuatro (4) plataformas robóticas tipo oruga, así como de los dispositivos y componentes electrónicos necesarios. En este momento se van a realizar las primeras pruebas de funcionamiento del sistema completo y está por iniciar la fase de síntesis del procesador y programación de los robots.

Se ha diseñado una parte de la interfaz para el manejo interactivo de los robots en el ambiente cooperativo de trabajo. Se han seleccionado algunas funciones básicas que deben realizar los robots, estableciendo un esquema modular en el que la realización de una tarea compleja consiste en la ejecución de otras tareas (o funciones) más sencillas.