

Watermark Detector Based on Stochastic Resonance Phenomenon

S. Lanfranco, L. H. Mazzini, A. E. Dominguez and J. L. Naguil, *Member, IEEE*

Abstract— In this work it is presented an application of the striking Stochastic Resonance phenomenon to Telecommunication field. This allows the detection of signals in very low signal-noise scenarios only if the appropriated amount of noise is added. As a result of our analysis we developed a prototype over FPGA development board which consists of a detector system of watermarks in audio signals based on Stochastic Resonance mechanism.

Keywords— Stochastic Resonance, watermark, FPGA.

I INTRODUCCION.

EN EL presente trabajo se analizó el mecanismo del fenómeno *Resonancia Estocástica* con el objetivo de desarrollar un sistema aplicado a la detección de marcas de agua digitales en archivos de audio. A través de este análisis, se implementó un sistema de comunicaciones en el cual se envía, por medio del bloque transmisor, un mensaje encriptado por un algoritmo de cifrado simple y enmascarado por audio a través del método de marcas de agua. En el receptor, cuyo principio de funcionamiento se basa en el mencionado fenómeno, se recibe y detecta la marca de agua, para posteriormente descifrar el mensaje original.

El concepto de resonancia estocástica fue presentado por Benzi [1], con el objeto de modelar y argumentar el cambio de clima de la Tierra entre las edades de hielo y periodos de relativo calentamiento, los cuales se dan cada unos 100000 años, aproximadamente. La excentricidad de la órbita de la Tierra varía con ese periodo, pudiendo atribuirse a esto el cambio climático; sin embargo, de acuerdo a teorías actuales, dicha variación no es lo suficientemente intensa para provocar tales cambios. Considerando al clima terrestre como una variable que puede tomar dos estados (análogo a un potencial de dos estados, biestable), se sugirió que la existencia de un fenómeno cooperativo entre una variación periódica débil de la excentricidad de la Tierra (la “señal”) y otras fluctuaciones aleatorias, podría explicar la fuerte periodicidad observada. A pesar del nombre propuesto para este mecanismo, se advirtió que no se trata de un fenómeno de resonancia en el sentido clásico, esto es, un incremento de la respuesta de un sistema cuando una perturbación se encuentra sintonizada con las “frecuencias naturales” del mismo. Este mecanismo, sin embargo, es una útil analogía con la resonancia, ya que se

maximiza la relación señal-ruido (la “respuesta”) cuando algunos parámetros del “ruido” son apropiadamente sintonizados.

Una marca de agua digital es un mensaje oculto en archivos multimedia (audio, imagen, video). Este mensaje (marca de agua) se inserta en el archivo multimedia (el cual, en nuestro caso, será audio) modificándolo levemente, de manera tal que sea imperceptible para el humano. Independientemente del método utilizado, es esencial que la marca de agua tenga las siguientes características: robustez, resistente a manipulaciones, imperceptible e indetectable y que posea baja probabilidad de error.

Para añadir más seguridad a los datos transportados a través de la marca de agua, se puede añadir un algoritmo de encriptación. El concepto de encriptación consiste en transformar datos de forma tal que se tornen ilegibles sin el conocimiento de la clave o algoritmo adecuado. El propósito de ésta técnica es mantener oculta la información que consideramos privada a cualquier persona o sistema que no tenga permitido el acceso a la misma. De esta forma, se estaría incrementando el nivel de seguridad de los datos transportados en la marca de agua.

Finalmente, se desarrolla un prototipo utilizando una placa de desarrollo FPGA, sobre la cual se implementa el receptor basado en el principio de Resonancia Estocástica. La generación del archivo de audio marcado se hace a través de la aplicación Simulink, software que se utilizó para hacer todas las simulaciones a lo largo del desarrollo.

II RESONANCIA ESTOCÁSTICA. BREVE ANÁLISIS DEL FENÓMENO.

Para generar el fenómeno de resonancia estocástica, en su versión más elemental, se necesitan tres elementos básicos: a) Un sistema de dos estados, con un umbral energético que separe ambos estados, b) Una señal periódica débil que excite al sistema (referida usualmente como “señal”), c) Una fuente de ruido aleatorio (referido usualmente como “ruido”), la cual es parte de la dinámica del mismo sistema (en ocasiones, puede ser también adicionada a la señal). En presencia de estos tres elementos, el sistema exhibe un comportamiento del tipo resonante, para determinadas condiciones del nivel de ruido.

Un modelo apropiado para describir matemáticamente lo señalado en el párrafo anterior, es el que se muestra a continuación a través de(1):

$$\frac{dx}{dt} = ax - bx^3 + A \cos(\Omega t) + D\eta(t) \quad (1)$$

S. Lanfranco, Instituto Universitario Aeronáutico, Córdoba, Argentina, sebalanfranco@gmail.com

L. H. Mazzini, Instituto Universitario Aeronáutico, Córdoba, Argentina, lucasmazzini@gmail.com

A. E. Dominguez, Instituto Universitario Aeronáutico, Córdoba, Argentina, adominguez@iua.edu.ar

J. L. Naguil, Instituto Universitario Aeronáutico, Córdoba, Argentina, jnaguil@gmail.com

La ecuación diferencial no lineal representa la mecánica interna del sistema biestable, la cual es perturbada por una señal moduladora $A\cos(\Omega t)$ y ruido Gaussiano $D\eta(t)$.

La clave para la demostración de la existencia de este fenómeno es entender la mecánica interna del sistema de dos estados. Para ello se hace un análisis de carácter cualitativo a través de la técnica de Plano Fase y Retrato Fase del sistema en reposo, a modo de entender su funcionamiento sin necesidad de encontrar las soluciones que satisfacen a (1).

El sistema en reposo presenta tres puntos críticos (ver Fig. 1). Nuestro interés es analizar el efecto que produce el tener una señal a la entrada al mismo, por lo que extendemos nuestro desarrollo de manera tal de representar este comportamiento sumando una constante a la ecuación del sistema en reposo. De esta manera, se estaría analizando la respuesta del mismo para cada instante de tiempo, lo cual nos muestra que el plano fase se desplaza hacia arriba o abajo (Fig. 1). Existe un valor crítico (C_0) para la constante C que determina la cantidad de puntos críticos que presenta el sistema.

$$\frac{dx}{dt} = ax - bx^3 + C \tag{2}$$

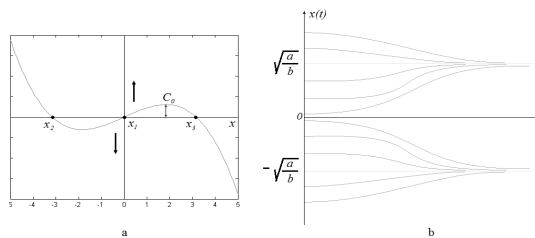


Figura 1. a- Plano fase y b- Retrato de fase, de la ecuación que describe la mecánica interna del sistema de dos estados.

Analizamos entonces los siguientes casos:

- $-C_0 < C < C_0$ y $C \neq C_0$

El sistema permanece con tres puntos críticos. Fig. 2 – a.

- $C = C_0$

El sistema pasa a tener dos puntos críticos. Fig. 2 – b.

- $C > C_0$ o $C < -C_0$

El sistema pasa a tener un único punto crítico, Fig. 2 – c, condición que fuerza al sistema a permanecer en dicho punto o estado.

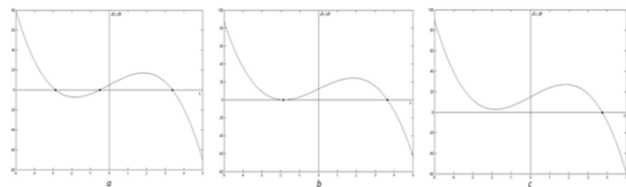


Figura 2. Desplazamiento del plano fase según el valor de C con respecto a C_0

Resolviendo(3), obtenemos una expresión para el valor crítico mencionado:

$$C_0 = \frac{2}{3\sqrt{3}} a \sqrt{\frac{a}{b}} \tag{3}$$

Podemos concluir con este análisis cualitativo, que el sistema responde con cambios de estado (pasa de un estado estable al otro) ante estímulos externos, siempre y cuando las señales aplicadas a su entrada tomen valores de amplitud necesarios para que el sistema tenga, en un determinado instante de tiempo, un único punto crítico, ya que la señal de salida converge al mismo (ver Fig. 1.b). Este proceso, bajo ciertas condiciones, provoca un comportamiento de carácter resonante en el sistema de dos estados.

Presentado este análisis, se busca demostrar la existencia de un pico en el espectro de potencias de la señal de salida del mismo (comportamiento resonante), independizándonos de su mecánica [2]. Para este desarrollo fueron necesarias las siguientes asunciones:

- Tasa de salto entre pozos $H(t)$ (la cual depende de los parámetros de sistema) conocida.
- Señal de salida del sistema, x , es tomada como discreta.
- Frecuencia de la señal moduladora es menor a la inversa del tiempo propio de relajación del sistema τ_r .
- El sistema es simétrico: $x = 0$ y $x_+ = -x_- = c$.

Con éste análisis [2], se llega a expresar la SNR en función de los parámetros del sistema,

$$SNR \approx \frac{\sqrt{2}aA^2c^2}{D^2} e^{-2U_0/D} \tag{4}$$

la cual puede ser graficada a través de un ejemplo que se cita en [1]:

$$a = 1 \quad b = 1 \quad A = 0.12[V]$$

$$\omega_{tr} = 10^{-3} \left[\frac{rad}{seg} \right] \quad D = 0.25 \quad U_0 = \frac{a^2}{4b} = 0.25$$

Observando la Fig. 3, notamos que la relación señal-ruido alcanza un valor máximo cuando D (dispersión del ruido) se acerca al valor U_0 (altura de la barrera de potencial) demostrándose claramente la manifestación del fenómeno de resonancia estocástica, el cual recordamos, consistía en la maximización de SNR sintonizando ciertos parámetros (como la dispersión del ruido) cerca de determinado valor (el cual debe ser U_0).

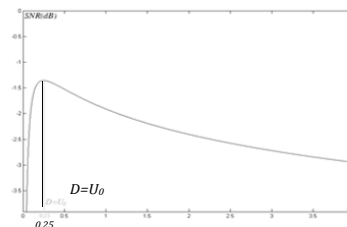


Figura3. $SNR(dB)$ (relación señal-ruido expresada en decibeles) vs. D (Dispersión del ruido en voltios).

De esta manera queda expuesta la existencia de dicho fenómeno, siendo primordial que la dispersión del ruido alcance el valor señalado para obtener una plena cooperación entre la señal moduladora y el ruido aleatorio.

A continuación, se busca sintonizar los parámetros del sistema para exhiba el mayor valor de relación señal-ruido de salida, lo cual implica encontrar una expresión para la figura de ruido F y calcular su máximo. Definimos entonces la relación señal-ruido de entrada, teniendo en cuenta que la señal moduladora a emplear será un pulso cuadrado y el audio tendrá características similares (en cuanto a espectro de potencias) al ruido blanco:

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2}{2D^2} \quad (5)$$

Conocida la relación señal-ruido de salida del sistema (hallada su expresión anteriormente), no queda más que hacer el cociente, obteniendo:

$$F = 8\sqrt{2}U_0 e^{-2U_0/D} \quad (6)$$

Dicha expresión exhibe un máximo para $D=2U_0$, condición sobre la cual se sintonizará el sistema.

Expresando una relación entre la amplitud de la señal moduladora y la dispersión del ruido Gaussiano $A=DK$, la relación señal-ruido de entrada queda:

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{1}{2K^2} \quad (7)$$

El otro requerimiento pasa por establecer para que frecuencia queremos que trabaje nuestro sistema. Sabiendo que el sistema en ausencia de señal moduladora produce saltos con un periodo de tiempo medio llamado tiempo de Kramer (τ_K), podemos hacer coincidir dicho tiempo con el periodo de esta señal, de manera tal que haya cierta cooperación para alcanzar un máximo valor de entrada que le permita al sistema pasar de un estado al otro siguiendo la frecuencia de la señal moduladora. Podemos relacionar ambos periodos de la siguiente manera:

$$2\tau_K = T_r = \frac{1}{f_r} \quad (8)$$

Esta relación establece que cada dos tiempos de Kramer, el sistema tiende a volver hacia el mismo estado, cooperando con la modulación de la señal. A la vez se cumple que $\omega \ll U''(\pm c) = 2a$, ya que tomando $2\tau_K = T_r$, ω_r es aproximadamente diez veces menor a $2a$, condición requerida para mantener la distribución de probabilidad en cada estado (ver [2]). De esta manera, podemos expresar el parámetro de sistema a en función de la frecuencia moduladora:

$$a = 2\pi f_r \sqrt{2e} \quad (9)$$

El parámetro que nos falta buscar es b . Con la relación expresada en (3) se estableció el nivel de señal mínimo que permite el salto de un estado al otro, por lo que se plantea lo siguiente:

$$A + D > C_0 \quad (10)$$

Llegando a:

$$b < \frac{27}{4\sqrt{2}} \pi \left(\frac{K}{K+1} \right)^2 f_r e \quad (11)$$

De esta manera, se puede sintonizar el sistema completo partiendo del planteo de los requerimientos de trabajo tales como frecuencia moduladora y relación señal-ruido de entrada, la cual depende del valor K .

III DEL SISTEMA EN TIEMPO CONTINUO A SU VERSION EN TIEMPO DISCRETO.

Con el objetivo de comprobar el desempeño del sistema hasta aquí analizado, se utiliza el software Simulink para plasmar la ecuación (1) que rige el comportamiento del mismo (Fig.4).

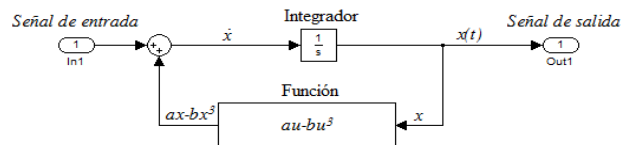


Figura 4. Ecuación (1) desarrollada en bloques funcionales Simulink.

Teniendo en cuenta que se buscará analizar la posibilidad de implementarlo en una plataforma digital, se construye el mismo circuito con bloques discretos. Para ello se reemplaza el bloque integrador por su análogo en tiempo discreto (Fig.5).

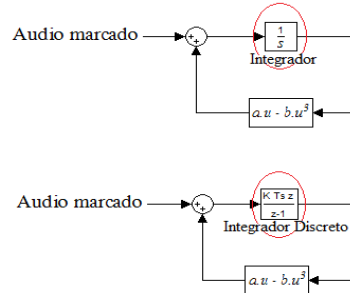


Figura 5. Se resalta con un círculo los bloques integradores, arriba el integrador en tiempo continuo y abajo el de tiempo discreto.

Remplazado el bloque integrador y configurado el sistema para trabajar en modo discreto, se realiza una comparación entre el sistema en tiempo continuo y el de tiempo discreto. Se demuestra, que eligiendo una frecuencia de muestreo adecuada, los desempeños son muy similares.

Seguidamente, se hace el remplazo de la fuente de ruido por la de audio, por lo que la frecuencia de muestreo del sistema será justamente la frecuencia a la cual estará muestreado el audio. Como el audio estará representado por un archivo WAV con frecuencia de muestreo $f_s = 11.025 [kHz]$, se utilizará dicha frecuencia para la siguiente simulación.

Es importante que la fuente de audio utilizada tenga un espectro relativamente similar al de la fuente de ruido, o sea, como se trataba de ruido blanco, el audio debe presentar un espectro lo más continuo posible.

Se configuró todo el sistema para que trabaje en “Sample time” (de forma discreta) con una frecuencia de muestreo igual a la del archivo de audio ($f_s = 11.025[kHz]$).

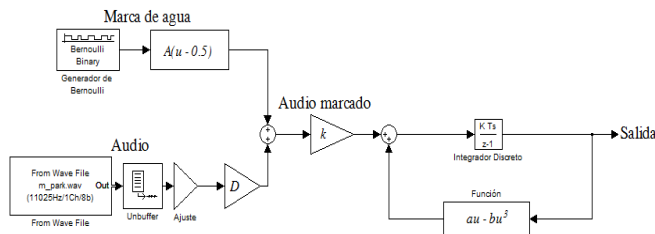


Figura 6. Modelo en Simulink del sistema basado en resonancia estocástica con la fuente de audio incorporada.

Se compara en primera instancia el audio marcado con el original, se observan las formas de onda (Fig.7):

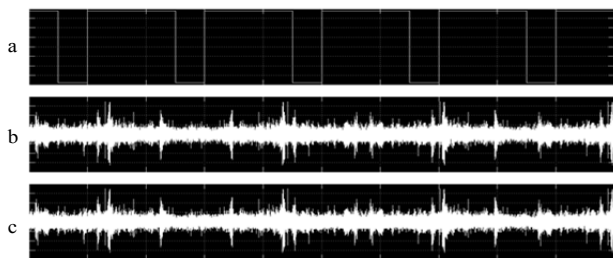


Figura 7. En el gráfico 7-a se observa la marca de agua digital, en el 7-b el audio original y en el 7-c el audio marcado, el cual es el resultado de la suma de los dos anteriores.

Note que las diferencias entre las formas de onda de los gráficos 7-b y 7-c son casi imperceptibles, lo cual también se puede demostrar de forma auditiva. Tener en cuenta las amplitudes, tanto del audio como de la marca de agua, necesarias para que el sistema detecte esta última de manera eficiente.

El modelo utilizado para recupera la marca de agua es el de la Fig.8, en el cual se configuraron los siguientes parámetros:

$$K = 100 \quad f_{tr} = 2[Hz] \quad A = 0.1878[V] \\ D_A = 18.78[V] \quad a = 48.31 \quad b = 62.14$$

Donde D_A es la dispersión del audio.

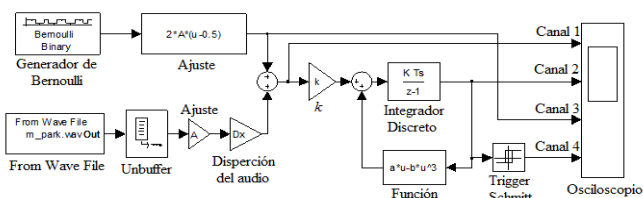


Figura 8. Aquí se muestra el modelo en Simulink.

Como se observa en la Fig.8, a la salida del sistema basado en resonancia estocástica se colocó un circuito Trigger de Schmitt, lo que permite reconstruir el pulso cuadrado y compararlo con la marca de agua original. En la Fig.9, se muestran las formas de onda obtenidas del osciloscopio del

simulador: en el Canal 1 la señal de entrada al sistema (audio marcado), en el Canal 2 la señal de salida del sistema, en el Canal 3 se conecta la salida del generador de Bernoulli representado a la marca de agua digital (datos), y en el Canal 4 se conecta la salida de circuito Trigger de Schmitt (datos recuperados).

Comparando el Canal 3 con el 4, concluimos en que el sistema basado en resonancia estocástica en tiempo discreto detecta fielmente la marca de agua digital aun habiendo cambiando la fuente de ruido por la de audio.

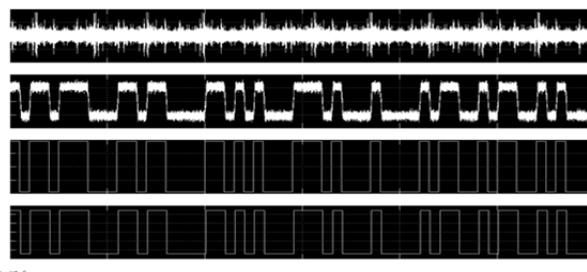


Figura 9. Señales obtenidas del osciloscopio del modelo de la Fig. 8.

Teniendo en cuenta que la intención es enviar información enmascarada con audio, se deberá trabajar con una relación señal-ruido de entrada al sistema baja, de manera tal que un filtro convencional tenga dificultades para recuperar la señal que contiene la información y procurando que la modificación del audio sea imperceptible al oído humano. También es importante definir la frecuencia a la cual se trabajará (frecuencia de la señal moduladora), ya que de esto dependerá la cantidad de información (bits por segundo) que se podrán enviar, y en base a este parámetro se configura el sistema.

IV IMPLEMENTACIÓN SOBRE PLACA DE DESARROLLO FPGA.

El objetivo es decodificar una marca de agua digital inmersa en una pista de audio generada previamente. La decodificación se realiza utilizando un receptor basado en resonancia estocástica implementado en una placa de desarrollo FPGA.

El archivo de audio marcado se generó en un modelo desarrollado en Simulink, el cual lee el audio original, genera la marca de agua y los suma con los ajustes necesarios de amplitud de tal modo de producir los niveles de SNR deseados.

La señal (audio + marca de agua) es transmitida por una PC hacia el receptor. La marca recuperada se observa mediante un osciloscopio conectado en la salida digital de la plataforma FPGA.

En la Fig. 10 se ilustra el sistema implementado.

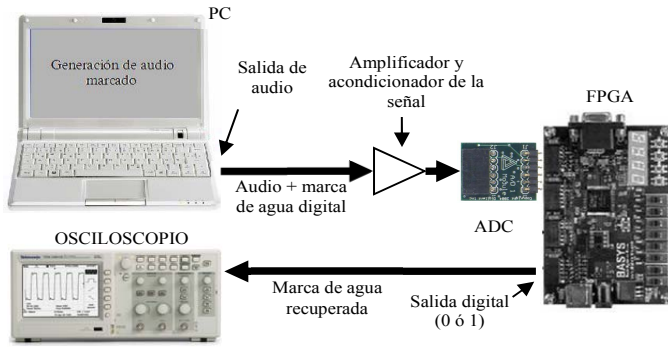


Figura 10. Sistema implementado.

La señal que se utilizó consiste en una pista de audio WAV que se la marcó con una secuencia binaria. La pista de audio es un sonido de 4 segundos de duración en una plaza donde se escuchan pájaros, viento y ruido blanco de fondo. La marca consiste en el número binario 0010101101, con una velocidad de 100 bits por segundo, que se repite hasta completar la duración de la pista. Se realizaron pruebas con el audio marcado para diferentes valores de K (ver Ecuación (7)), estos son: $K=5$ (-16.9897dB), $K=12$ (-24.5939dB), $K=15$ (-26.5321dB), $K=18$ (-28.1158dB), $K=20$ (-29.0309dB), $K=23$ (-30.2449dB), $K=25$ (-30.9691dB), $K=27$ (-31.6376dB).

En cuanto al receptor, se implementó el sistema basado en resonancia estocástica en la plataforma XUP Virtex-II Pro, la misma posee una FPGA Virtex-II Pro. El convertor A/D utilizado está basado en el circuito integrado ADCS7476MSPS de NationalSemiconductors. Este permite trabajar con señales de entre 0 a 3,3 V. Por lo tanto, se debió adicionar un circuito básico amplificador y acondicionador de señal que agrega un nivel de continua a la señal de alrededor de $3.3V/2$. Para obtener buenos resultados se debió realizar un ajuste fino de la amplitud de la señal de entrada y sobre todo del nivel de continua siendo este último crítico, debido a la naturaleza del algoritmo.

RESULTADOS

A continuación se exhiben los recursos utilizados de la FPGA:

TABLA I
RECURSOS UTILIZADOS EN LA VIRTEX-II PRO

Device Utilization Summary			
Logic Utilization	Used	Available	Utilization
Number of Slice Flip Flops	465	27,392	1%
Number of 4 input LUTs	8,698	27,392	31%
Logic Distribution			
Number of occupied Slices	4,642	13,696	33%
Number of Slices containing only related logic	4,642	4,642	100%
Number of Slices containing unrelated logic	0	4,642	0%
Total Number of 4 input LUTs	9,072	27,392	33%
Number used as logic	8,637		
Number used as a route-thru	374		
Number used as Shift registers	61		
Number of bonded I/Os	9	556	1%
I/OB Flip Flops	3		
Number of MULT18x18s	108	136	79%
Number of BUFGMLXs	2	16	12%
Number of FPM macros	4		

Desde la Fig.11 hasta la Fig.14 se observa las capturas de pantalla del osciloscopio más significativas. Las mismas muestra dos señales. La señal observada en la parte superior de dichas figuras corresponde al audio marcado que ingresa al

convertor A/D y la señal de la parte inferior corresponde a la salida digital negada de la plataforma XUP Virtex-II Pro.

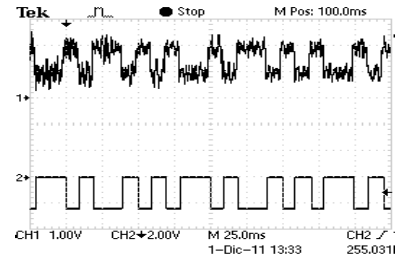


Figura 11. Resultado para $K=5$ (-16.98dB).

Con $K=5$ y $K=12$ se puede observar claramente la presencia de la marca de agua. Luego, a medida que aumenta el valor de K , deja de ser observable.

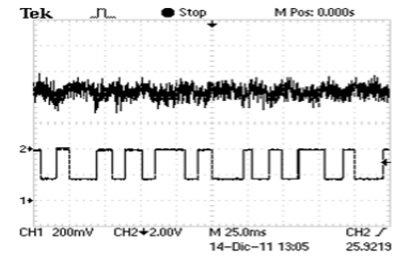


Figura 12. Resultado para $k=12$ (-24.5939dB).

Se observó que para $K=5$ hasta $K=15$ el algoritmo no posee errores en el 99% de los bits enviados. Con $K=18$ hasta $K=20$ el error aumenta siendo menor al 90%. Para $K=23$ hasta $K=25$ el error es de alrededor del 80%. Para $K=27$ el 70%, o menos, de los bits enviados son correctos. El error observado con valores de K , menor o igual a 23, se trata de impulsos de muy pequeña duración en el bit obtenido. Este tipo de error se lo podría considerar como superable ya que con el uso de un filtro sencillo se lo podría eliminar. En la Fig. 13, resaltado con un círculo, se observa dicho fenómeno.

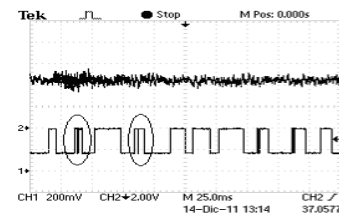


Figura 13. Resultado para $k=23$ (-30.2449dB).

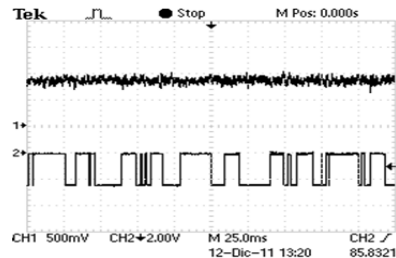


Figura 14. Resultado para $k=27$ (-31.6376dB).

Los resultados fueron obtenidos analizando 50 muestras (capturas de pantalla) por cada valor K .

V CONCLUSIÓN.

El análisis y demostración de la existencia del fenómeno de resonancia estocástica es de gran interés en la actualidad, y su aplicación no se limita sólo al ámbito de la Ingeniería, sino también a la Física, Química y Biología. Lo esencial y a la vez llamativo del concepto de resonancia estocástica consiste en la posibilidad de mejorar la relación señal-ruido de un sistema mediante el agregado de la cantidad de ruido apropiado. En efecto, la adición de “la cantidad justa” de ruido al sistema, permite que se genere un efecto cooperativo entre el ruido y la señal, cuyo resultado consiste en un aumento de la relación señal-ruido de salida del sistema. La noción precisa de “cantidad justa” de ruido agregado al sistema fue convenientemente analizada en el desarrollo del presente trabajo.

La descripción matemática del fenómeno de resonancia estocástica que se efectuó para el modelo físico de un sistema de dos estados, permitió establecer las relaciones, entre los parámetros del mismo, necesarias para poder configurarlo y adaptarlo a una aplicación concreta. Asimismo, esto hizo posible demostrar su viabilidad de construcción para una implementación en una plataforma digital.

Por otro lado, existe la desventaja que es un sistema limitado, ya que trabaja a muy baja frecuencia.

Se demostró que su selectividad y sencillez a la hora de implementarlo, son dos ventajas muy sobresalientes. Esto permite trabajar con valores más reducidos de relación señal-ruido de entrada al sistema, lo cual es importante para enmascarar una señal con ruido. La segunda ventaja de esta aplicación es también de mucha importancia ya que la hace competente frente a sistemas existentes, como por ejemplo, los filtros digitales.

REFERENCIAS.

- [1] R. Benzi, A. Sutera y A. Vulpiani. “The mechanism of stochastic resonance”, *J. Phys. A: Math. Gen.* 14 (1981) L453-L457.
- [2] B. McNamra y K. Wiesenfeld. “Theory of stochastic resonance””, *Phys. Rev. A* 39 (1989) 9, 4854-4869.
- [3] L. Gammaitoni, P. Häggi, P. Jung y F. Marchesoni. “Stochastic resonance”, *Rev. of Mod. Phys.* 70 (1998) 1, 223-287.
- [4] S. Sun, M. Jiang, X. Liu, J. Wan y S. Zheng. “A Blind Audio Watermarking Based on Stochastic Resonance Signal Processor”. *IEEE*. 2008.
- [5] S. Sun, S. Kwong, B. Lei y S. Zheng. “Digital watermarking based on stochastic resonance signal processor”. *IEEE*. 2007.
- [6] H. Chen, P. Varshney, S. Kay y J. Muehls. “Theory of the stochastic resonance effect in signal detection: Part I—Fixed Detectors”. *IEEE*. 2007.
- [7] H. Chen y P. Varshney. “Theory of the stochastic resonance effect in signal detection—Part II: Variable Detectors”. *IEEE*. 2008.
- [8] Boyce & Di Prima. “Ecuaciones diferenciales y problemas con valores en la frontera”.
- [9] DigilentBasys Board manual reference. By Digilent, <http://www.digilent.com>. 2006.

[10] Digilent PmodAD1 analog to digital module converter board manual reference. By Digilent, <http://www.digilent.com>. 2005

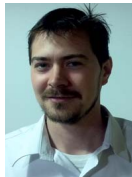
[11] Digilent PmodDA1 digital to analog module converter board manual reference. By Digilent, <http://www.digilent.com>. 2005.

[12] Volnei A. Pedroni. “Circuit design with VHDL”. Massachusetts Institute of Technology. 2004



software aplicado a redes TCP/IP.

Sebastián Lanfranco recibió el título de grado de Ingeniero en Telecomunicaciones en el Instituto Universitario Aeronáutico (IUA) – Córdoba, Córdoba, Argentina, en el año 2010. Participó en un proyecto PIDDEF (Proyectos de Investigación y Desarrollo para la Defensa) del Ministerio de Defensa de la Nación en el área de Teoría y Análisis de Señales, en el Departamento de ciencias Básicas de la Facultad de Ingeniería del IUA. Actualmente se desempeña en el área de desarrollo de



Lucas H. Mazzini recibió el título de Ingeniero en Electrónica en el Instituto Universitario Aeronáutico - Córdoba, Córdoba, Argentina, en 2010. Actualmente se desempeña como docente investigador en el departamento de ciencias básicas de la misma universidad e ingeniero de diseño de aviónica en la Fábrica Argentina de Aviones. Sus intereses académicos incluyen la implementación en hardware basado en FPGA de sistemas para el análisis de señales en tiempo real.



Alfredo Eduardo Domínguez se graduó de Licenciado en Física en la Facultad de Matemática, Astronomía y Física (Fa.M.A.F.) de la Universidad Nacional de Córdoba (U.N.C.), Argentina. Obtuvo el Título de Doctor en Física en el año 2000 en Fa.M.A.F.- U.N.C.; En 2000 obtuvo una beca Postdoctoral de 3 años del CONICET-Argentina para trabajar en Relatividad General.

Desde 2006 es Director del Departamento Ciencias Básicas de la Facultad de Ingeniería de Instituto Universitario Aeronáutico en Argentina, siendo además Profesor Titular de las asignaturas Física I y Física III de las carreras de Ingeniería de dicha Institución. En 2010 obtuvo una beca Fulbright para realizar una estadia de investigación en Center for Gravitational Wave Astronomy (creado y subvencionado por NASA, USA) para desarrollar actividades dentro del Programa LIGO. Desde esta fecha Domínguez es miembro de la LIGO Scientific Collaboration, y sus intereses de investigación dentro de la Colaboración son: Teoría y Procesamiento de Señales en escenarios de muy baja relación señal-ruido, estudio del efecto de moduladores ópticos en interferometría láser y Ondas Gravitacionales.



Docente Investigador en el IUA. Sus intereses académicos se centran en el procesamiento de señales sistemas digitales embebidos y teorías de control.

Jorge L. Naguil se graduó en Ingeniería en Electrónica e Ingeniería en Telecomunicaciones en el Instituto Universitario Aeronáutico (IUA) - Córdoba, Córdoba, Argentina, en 2004. En el 2008 obtuvo la Maestría en Ingeniería en Control Automático, en la Facultad Ingeniería de la Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Córdoba, Argentina. Desde el 2004 es