

Uso del submuestreo para la detección de señales de la banda de dos metros por medio del aliasing en la aplicación de un scanner de alta velocidad

Using the subsampling for detecting band signals through two meters of aliasing in the application of a high-speed scanner

Jose Luis Ortiz Perdomo¹, Jair Zapata Peña²

¹ Esp. Ing. Electrónico, Investigador Escuela de Ingenieros Militares, jlortizp@hotmail.es

² Ph.D (c). M.Sc. en Física, Profesor Facultad de Ingeniería Universidad Libre, jair.zapataj@unilibrebog.edu.co

Fecha de recepción: 03/03/2015 Fecha de aceptación del artículo: 25/05/2015

Resumen

En este artículo se presenta parte de un resultado de investigación, que muestra cómo se utiliza la desventaja para muestrear, a una tasa diferente de la propuesta por Nyquist-Shannon, y la manera de utilizar esto como una ventaja para distinguir portadoras en un canal de comunicación específico por medio de una Transformada Rápida de Fourier.

Se plantea este trabajo considerando que en las comunicaciones digitales es un inconveniente para la identificación de una señal no cumplir con los criterios propuestos por el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, es decir que la frecuencia a la cual se muestrea la señal, sea mínimo el doble de la frecuencia de la señal a digitalizar. Esta ventaja se utiliza en el desarrollo de scanner de alta velocidad, bloqueadores de señal por seguimiento, perturbadores y diferentes equipos de comunicación.

Palabras clave

Guerra electrónica, FPGA, FFT, DSP, VHF, submuestreo, aliasing.

Abstract

This article presents part of a research result that shows how the disadvantage for sampling is used, at a different rate from that proposed by Nyquist-Shannon, and how to use this as an advantage to distinguish carriers in a

specific communication channel using a fast Fourier transform.

This paper proposes considering that in digital communications is inconvenient for the identification of a signal does not meet the criteria proposed by the Nyquist-Shannon sampling theorem, ie the frequency at which the signal is sampled, is minimal twice the signal frequency scanning. This advantage is used in the development of high-speed scanner, monitor signal blockers, disturbing and different communication equipment.

Keywords

Electronic warfare, FPGA, FFT, DSP, VHF, subsampling, aliasing.

1. Introducción

El submuestreo es una técnica altamente aplicada para la compresión de formatos de audio, como mp3, pero poco utilizada en las comunicaciones debido a los efectos que tiene al momento de recuperar las señales que son moduladas para ser transmitidas en un sistema de telecomunicaciones.

Por otro lado, el uso del submuestreo para la rápida detección de señales en el ancho de banda de dos metros se complementa con la Transformada Rápida de Fourier, que es bastante útil por el uso eficiente de

memoria y energía en un sistema de escáner de alta velocidad [1].

La implementación de este tipo de procesamiento se hace en una FPGA STRATIX III de ALTERA debido a la cantidad de información a procesar en la transformada rápida de Fourier [2] [3].

En este trabajo se describe el soporte teórico utilizado y los cálculos realizados para la implementación de la Transformada Rápida de Fourier para el procesamiento de señales, que permita la detección e inhibición de señales, por medio de un dispositivo móvil que busca impedir la transmisión de señales que activen Artefactos Explosivos Improvisados (AEI). Se muestran resultados obtenidos identificando tiempos característicos para frecuencias determinadas de análisis.

2. Metodología

El procesamiento de señales dentro de un sistema de comunicación “Electronic Warfare” (EW) proviene en una variedad de formas. Con las señales recibidas se tratará de extraer información valiosa. Las señales que se transmiten de un sistema de comunicación EW deben ser procesadas para ubicar el formato correcto [4]. Por lo tanto, entender los fundamentos del procesamiento de la señal es importante para entender el diseño y operación de dichos sistemas.

El Bloque Digital recibe una señal analógica pasabanda. Seguidamente se realiza el muestreo de dicha señal. Al tener la señal digitalizada, se busca encontrar la(s) frecuencia(s) de las señales portadoras más fuertes.

El análisis espectral se realizará por medio de la Transformada de Fourier, o en el caso particular la Transformada Rápida de Fourier (Fast Fourier Transform - FFT). El proceso es mostrado en la figura 1.



Figura 1. Diagrama de Bloques de etapa digital.

Para lograr una detección de la señal es necesario conocer las características de la misma, dado que esta señal es producida por un radio de banda corta de 2 metros, su operación está ubicada en la banda de VHF. Más específicamente los radios transmiten en frecuencias ente 136Mhz y los 174Mhz. Los radios más sofisticados son capaces de cambiar su frecuencia de transmisión cada 5KHz, teniendo un máximo 7600 canales de comunicación. Los parámetros del sistema a definir son la frecuencia de muestreo, longitud de la Transformada Rápida de Fourier, características del conversor análogo digital y digital análogo [5].

2.1 Conversor analógico digital – ADC

La conversión analógica-digital (ADC por sus siglas en inglés) consiste en la transcripción de señales analógicas en señales digitales, con el propósito de facilitar su procesamiento [6]. Se identifican tres etapas principalmente: muestreo, cuantificación y codificación.

El muestreo aporta la mayor cantidad de información a la implementación en hardware. En este proceso se toman muestras periódicas de la amplitud de onda. La velocidad con que se toma esta muestra, es decir, el número de muestras por segundo, es lo que se conoce como frecuencia de muestreo.

A partir de esta particularidad, deben resolverse dos situaciones, la primera, consiste en determinar el efecto del muestreo sobre el espectro frecuencial original, mientras que la segunda, está relacionada con la selección del intervalo entre muestras T .

Experimentalmente se observa que, aunque el proceso de muestreo genera componentes de alta frecuencia, estos componentes aparecen en una forma muy regular, es decir, cada componente de frecuencia de la señal original es reproducida periódicamente sobre el eje de frecuencias, con un periodo determinado por la frecuencia de muestreo.

El teorema de muestreo provee una respuesta a la elección del tiempo de muestreo T . Evidentemente, T debe ser lo suficientemente pequeño para que las variaciones de la señal que se producen entre las muestras no se pierdan [7].

2.2 Teorema del Muestreo

El teorema del muestreo, es un criterio cuantitativo, en la representación de una señal $x(t)$ por sus muestras temporales $x(nT)$. dentro del cual deben cumplirse las siguientes dos condiciones.

La señal $x(t)$ debe ser limitada en banda, esto implica que el espectro debe estar restringido por una frecuencia máxima f_{max} . La tasa de muestreo f_s debe escogerse para ser al menos del doble de la frecuencia de f_{max} (Tasa de Nyquist) [8]. A continuación se describe una consecuencia de este teorema, denominada “*Muestreo Pasa-banda*” [7].

2.3 Muestreo Pasa-Banda

La técnica de muestreo pasa-banda es usada particularmente en señales centradas en una frecuencia diferente de cero. Cuando una señal de entrada continua, de ancho de banda y frecuencia central, permite hacer la toma de muestras de paso de banda no sólo reduce el requisito de velocidad de muestreo de los conversores, sino que también reduce la cantidad de memoria digital necesaria para capturar un momento determinado intervalo de una señal continua [9].

Asumiendo que se tiene una señal continua pasa-banda de ancho de banda β y frecuencia de portadora f_c ; es posible muestrear entonces a una tasa de muestreo f_s , cuyas repeticiones en las bandas positivas y negativas son llamadas Q y P respectivamente. Teniendo en cuenta las réplicas de la señal, describiéndola como un número arbitrario m . Dado el rango de frecuencias ($2f_c - \beta$) se puede observar que:

$$f_s = \frac{2f_c - \beta}{m} \quad (1)$$

En la frecuencia 0 Hz, la banda P se desplazará a la derecha, y la banda Q se desplazará a la izquierda.

Estas duplicaciones se solapan y se produce aliasing¹. Por lo tanto, de la ecuación 1, dado un m arbitrario, hay una frecuencia en la cual la tasa de muestreo no deberá sobrepasar:

¹ Efecto del solapamiento de muestras en el espectro.

$$f_s' \leq \frac{2f_c - \beta}{m} \quad (2)$$

Si se reduce la tasa de muestreo por debajo de f_s' , el espacio entre las réplicas decrece. Ahora bien, a una tasa nueva muestra, f , donde $f1 < f2$ se sabe que:

$$f_s'' \geq \frac{2f_c + \beta}{m+1} \quad (3)$$

Combinando las ecuaciones 2 y 3 se obtiene el rango de escogencia de la frecuencia de muestreo, evitando el aliasing:

$$\frac{2f_c - \beta}{m} \geq f_s \geq \frac{2f_c + \beta}{m+1} \quad (4)$$

donde m es un entero positivo arbitrario, que asegura que $f_s \geq 2\beta$.

Al aplicar el teorema de Nyquist, la frecuencia de muestreo del sistema debe ser mínimo 348 MHz, lo cual implicaría que el vector de salida de la transformada de Fourier, en sus posiciones, contuviera la potencia de las señales desde los 0 Hz hasta los 174 MHz desperdiciando el 78% de los resultados, esto considerando que solo interesan las frecuencias en la banda entre los 136 y los 174 MHz.

En la figura 2 se observa el vector de salida de la transformada de Fourier desde 0 hasta $f_s/2$ con tasa de muestreo de 348 MHz y dos señales sinusoidales de entrada con frecuencias 136 y 174 MHz.

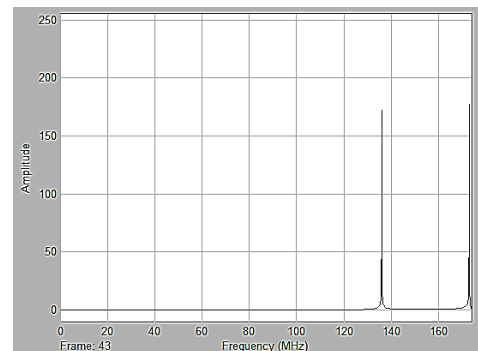


Figura 2. Vector de salida de la FFT para dos señales sinusoidales de 136 MHz y 174MHz con una tasa de muestreo de 348MHz.

Para el caso del Muestreo Pasa-Banda, con una frecuencia portadora es $f_c=155$ MHz y el ancho de banda $\beta=38$ MHz. La tabla 1 muestra los primeros posibles rangos, en los cuales puede estar la tasa de muestreo requerida.

Tabla 1. Cálculo de rangos de f_s .

m	$\frac{2f_c - \beta}{m}$	$\frac{2f_c + \beta}{m + 1}$
1	272	174
2	136	116
3	90,66	87
4	68	69,6

El valor adecuado para muestrear sin tener ningún inconveniente fue 87 MHz, el inicio del rango 3 de la tabla 1. El vector de salida de la Transformada Rápida de Fourier entre 0 y $f_s/2$ para dos señales sinusoidales de 136 y 174 MHz con esta tasa de muestreo se ven en la figura 3.

Con esta frecuencia de muestreo el vector de salida de la transformada contiene las potencias de las frecuencias desde los 130,5 MHz hasta los 174 MHz, desperdiciando solo el 12% del vector.

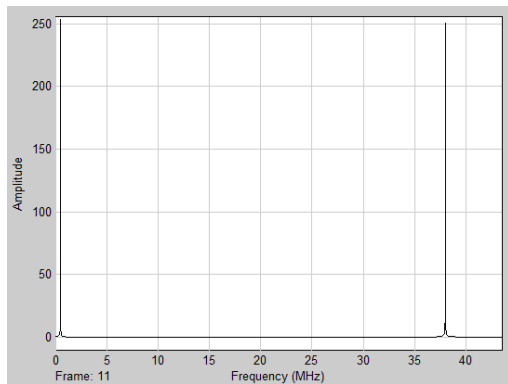


Figura 3. Vector de salida de la FFT para dos señales sinusoidales de 136 MHz y 174MHz con una tasa de muestreo de 87MHz.

Se escoge un conversor análogo digital (AD9254), fabricado por Analog Devices, el cual cumple con los requerimientos determinados. Las principales características pueden observarse en la tabla 2.

Tabla 2. Especificaciones del AD9254, en el rango de 136 MHz – 174 MHz.

PARÁMETRO	VALOR
RESOLUCIÓN	14 Bits
TASA DE MUESTREO	150 MSPS
V. DE ALIMENTACIÓN	1.8 – 3.3 V
V. ANÁLOGO DE ENTRADA	2 Vpp
SNR	78 dBc (170 MHz)
ENOB	11.5 B. (170 MHz)

Datos tomados del manual de referencia – ANALOG DEVICES

2.4 Uso de la Transformada Rápida de Fourier

En el análisis de señales las transformaciones son utilizadas para cambiar la representación de una señal, considerando que la transformación permite manipular matemáticamente la señal para cambiar su representación de un dominio a otro. Algunas de las razones por las que se realizan estas transformaciones están asociadas con poder determinar el contenido frecuencial de las señales, permite calcular formas más eficientes de transmisión, entre otras.

La Transformada Rápida de Fourier permite analizar señales en el dominio de la frecuencia. El uso de la transformada se fundamenta en que cualquier señal se puede representar en términos de sinusoidales armónicas ponderadas. Como se plantea en [7], cuando se estudian señales periódicas se pueden describir a través de la serie de Fourier, pero cuando se consideran las señales no periódicas como periódicas de periodo infinito, esta serie pasa a ser la transformada de Fourier, que se describe por la ecuación 5.

$$X(w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (5)$$

El algoritmo utilizado para calcular la transformada discreta de Fourier hace la correlación de las funciones bases con la señal a transformar, teniendo en cuenta que las bases son ortogonales, es decir que el algoritmo soluciona las ecuaciones 6 y 7.

$$Re \{X[k]\} = \sum_{l=0}^{N-1} x[l] * \cos\left(\frac{2\pi kl}{N}\right) \quad Im \{X[k]\} \quad (6)$$

$$\text{Re} \{X[k]\} = \sum_{i=0}^{N-1} x[i] * \sin(2\pi ki/N) \quad (7)$$

La modificación de este algoritmo, por otro cientos de veces más eficiente, se conoce como Transformada Rápida de Fourier (Fast Fourier Transform, FFT), desarrollado por J.W. Cooley and J.W. Tukey [10].

En [7], se describe que el algoritmo es modificado realizando descomposiciones secuenciales de la señal de entrada, inicialmente se divide la señal en parte par e impar, luego continua la descomposición hasta llegar a señales de una muestra, como se observa en la figura 4.

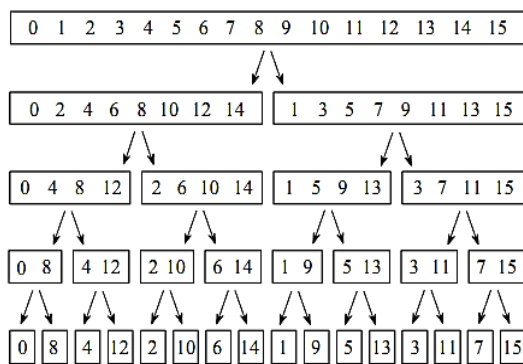


Figura 4. División del algoritmo de la FFT. Fuente: adaptada de [7].

Posteriormente se calcula a que componente del espectro corresponde cada muestra, para finalmente sintetizar todos los resultados en un solo espectro de salida, utilizando la simetría y periodicidad de los términos W_N , como se describe en el desarrollo de la ecuación 8.

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] * W_N^{nk}, \text{ con } W_N = e^{-\frac{j2\pi}{N}} \quad (8)$$

$$W_N^n = W_N^{n+N}; W_N^{Nk} = 1;$$

$$W_N^n = W_N^{n+N/2}; W_N^2 = W_{N/2}$$

Se escoge el valor de N , de forma que $N = r m$. El factor r se denomina Radix². Se emplea para realizar el

² Radix Sort: Algoritmo de ordenamiento que ordena enteros procesando sus dígitos de forma individual. Como los enteros pueden representar cadenas de caracteres (por

procedimiento un valor de Radix = 2, de forma que $N=2^m$. Esta arquitectura es conocida como Radix-2 [10] [11].

La longitud de la transformada, corresponde a un número mayor o igual al número de posibles canales en el ancho de banda (136 MHz-174 MHz). Hay un canal cada 5 KHz, por lo tanto, se tienen 7600 canales. Incluyendo el plegado, será necesaria una FFT de 15200 puntos o más; se emplea un número de puntos en base 2. El número más cercano es 16384. La resolución, igual a la del conversor es 14 Bits.

Una vez incluida la información de entrada, se manipulan dos de los vectores de salida, la parte real e imaginaria de la FFT. Se obtiene la magnitud de la transformada y se determina la posición de aquella con mayor amplitud. Proporcional a tal posición, se genera una tensión de salida, expuesta a través del conversor DAC.

3. Resultados y discusión

Para la verificación del funcionamiento del bloque digital, se utilizó un analizador lógico virtual implementado en la FPGA STRATIX III de ALTERA, esta herramienta hace parte del software de desarrollo Quartus II, se realizó un barrido en la frecuencia con un generador de señales en la banda de interés con formas de onda sinusoidales simulando portadoras de canales de comunicación de los radios de banda corta, mostrados en la figura 5.

ejemplo, nombres o fechas) y, especialmente, números en punto flotante especialmente formateados, radix sort no está limitado sólo a los enteros.

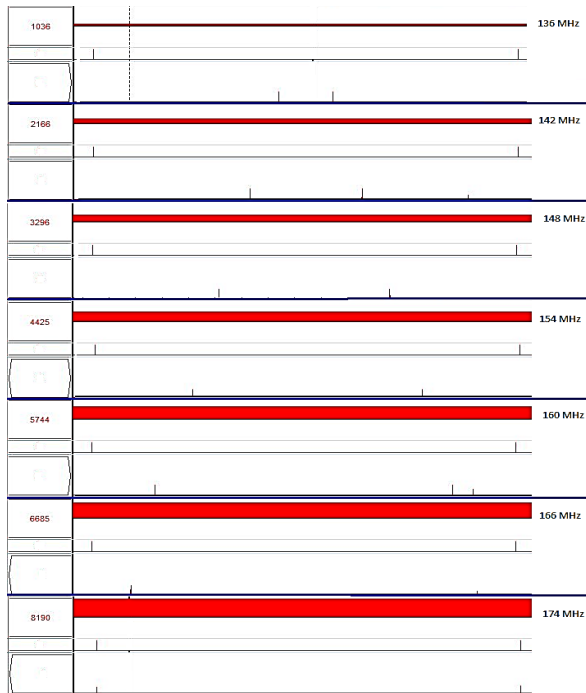


Figura 5. Resultados obtenidos en el analizador de señales, donde se muestra la salida que se entrega al DAC, la señal de inicio del vector de la Transformada Rápida de Fourier y el vector de salida de la transformada rápida de Fourier. Fuente: [7].

Se hace un compendio de resultados para diferentes frecuencias, en cada parte se muestra el valor asignado al convertor digital análogo, la señal que le da inicio al vector de salida de la Transformada Rápida de Fourier y el vector de salida de la transformada en ese orden.

Se realizaron pruebas adicionales con señales moduladas en AM, que se acercan más a la realidad de las señales transmitida por los radios de banda corta, los resultados se ven en la figura 6. En la primera parte se ve el valor enviado al DAC con el valor correspondiente a 136 MHz, la señal de inicio del vector de salida de la Transformada Rápida de Fourier y el vector de salida de la transformada de Fourier, el ancho de banda de la señal modulada es de 200 KHz, que cubre ampliamente el ancho de banda de la voz humana y permite ser visualizado en el analizador lógico.

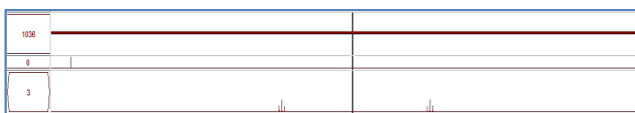


Figura 6. Resultados obtenidos para una señal modulada con frecuencia de portadora de 136MHz y ancho de banda de la señal modulada de 200KHz.

Se evalúan las prestaciones de la FPGA – STRATIX III, determinando el uso de este dispositivo de gama alta, al ejecutar el diseño completo en la figura 7.

Flow Summary	
Flow Status	Successful - Mon Oct 24 00:28:30 2011
Quartus II Version	11.0 Build 157 04/27/2011 SJ Full Version
Revision Name	Desing
Top-level Entity Name	Desing_Top
Family	Stratix III
Device	EP3SL150F1152C2
Timing Models	Final
Logic utilization	5 %
Combinational ALUTs	3,413 / 113,600 (3 %)
Memory ALUTs	28 / 56,800 (< 1 %)
Dedicated logic registers	5,683 / 113,600 (5 %)
Total registers	5683
Total pins	187 / 744 (25 %)
Total virtual pins	0
Total block memory bits	2,179,072 / 5,630,976 (39 %)
DSP block 18-bit elements	24 / 384 (6 %)
Total PLLs	1 / 8 (13 %)
Total DLLs	0 / 4 (0 %)

Figura 7. Resumen de flujo de la FPGA Stratix III, ejecutando el diseño completo.

Se observó que el tiempo total que toma el sistema en hacer la operación deseada, se divide en tres partes:

1. El tiempo que lleva en adquirir las 16384 muestras, dado que la frecuencia de muestreo es de 87 MHz, que es de 188,3 μ s.
2. Como segundo tiempo se le suma el tiempo que lleva calcular la transformada, medido en ciclos de reloj son 3696, equivalente a 42,4 μ s.
3. Finalmente el sistema requiere de un tiempo para encontrar la frecuencia de la mayor potencia; el cual varia de su posición en el vector de salida, si la frecuencia de la portadora es 136 MHz, que corresponde a la posición 1036 del vector de salida, el tiempo que tardaría en encontrar el máximo para esta posición es de 11,9 μ s.

Si la frecuencia de la portadora es 174 MHz, que corresponde a la posición 8192 del vector de salida, el tiempo que tardaría es de 94,1 μ s. En total el tiempo de procesamiento se encuentra entre 242,7 μ s y 324,9 μ s.

Conclusiones

Se encontró que el convertor análogo digital (AD9254), fabricado por Analog Devices, cumple con los requerimientos determinados a lo largo del estudio.

Cuenta con un máximo de 150 MSPS, una relación de señal/ruido superior a 50 dBc en el rango de frecuencias analizadas (136 MHz – 174 MHz) y una resolución de 14 Bits.

De acuerdo a las pruebas realizadas de los 7600 canales, se logran obtener 7152 tensiones diferentes, es decir un nivel diferente de tensión cada 1,063 canales aproximadamente.

Los parámetros que determinan la toma de tiempo del sistema para realizar cada operación están asociados con la adquisición de muestras, el cálculo de la transformada y la búsqueda de la frecuencia de la mayor potencia. Esto permitió determinar valores característicos para cada tarea y realizar ajustes para obtener los tiempos totales de procesamiento.

En la etapa del procesamiento digital que busca la frecuencia de la señal portadora, cuando se muestrea la señal analógica, es necesaria una adecuada interpretación del vector que se obtiene de la transformada de Fourier, debido a que no se cumple con el criterio de Nyquist y el fenómeno de aliasing se aprovecha para muestrear a una tasa más baja de lo requerido, lo que optimiza recursos y consumo de energía.

Referencias

1. Poisel, R. (2002). *Introduction to Communication Electronic Warfare Systems*. Artech House, Norwood, MA.
2. Andraka, R. (1998). A survey of CORDIC algorithms for FPGA based computers. Sixth international symposium on Field programmable gate arrays.
3. ALTERA. (2014). *FFT MegaCore Function User Guide*. Altera Corporation. San Jose, CA.
4. NAWCWPNS TP 8347 (1999). *Electronic warfare and radar systems engineering handbook*. Naval Air Systems Command. Washington, D.C.
5. Proakis, J.G., Manolakis, D. G. (1996). *Digital Signal Processing Principles: Algorithms and Applications*. Prentice-Hall, Inc, New Jersey.
6. Lyons, R. G. (2011). *Understanding Digital Signal Processing*. Editorial Prentice Hall. New Jersey.
7. Escobar, E., Ortiz, J. L., Camargo, J. (2011). Análisis de un sistema escaner e inhibidor de señales RF usadas en la activación de artefactos explosivos improvisados AEI. *Revista Ingenieros Militares*. Vol. 5. pp. 6- 14.
8. Black, H. S. (1953). *Modulation Theory*, D. Van Nostrand, New York, pp. 218-233.
9. Wayne, T. (2003). *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*. Prentice Hall, México.
10. Baese, A. M. (2007). *Digital Signal Processing Field Programmable Gate Arrays*. (Tercera ed.). Springer. USA.
11. Mesa, L., (2000). *Nociones Teóricas de Compatibilidad Electromagnética*. Escuela Universitaria Politécnica de la Universidad de Sevilla, España.