

SISTEMA PARA EL ESTUDIO DE LA ACCION CONJUNTA DE DIVERSOS TIPOS DE RUIDO SOBRE LA ESTABILIDAD DE OSCILADORES DE PRECISION EN SISTEMAS ELECTRONICOS.

V. PALLARES¹, J.J.G. DE LA ROSA², A. MORENO¹, M.J. GONZALEZ¹

¹*Departamento de Arquitectura de Computadores, Electrónica y Tecnología Electrónica. Escuela Politécnica Superior. Universidad de Córdoba.*

²*Departamento de ISA, TE y Electrónica. Escuela Politécnica Superior. Universidad de Cádiz.*

Los osciladores están sometidos a la acción de distintos tipos de ruido producidos a partir de fenómenos tales como cambios de temperatura, choques, vibraciones y campos electromagnéticos. El propósito de este trabajo es exponer las ventajas de un sistema didáctico para que el alumno estudie las consecuencias que pueden tener estos tipos de ruido sobre la estabilidad de los osciladores de precisión sin tener que reproducir los fenómenos originarios. Basándonos en la distribución Espectral de Potencia del ruido y utilizando estimación paramétrica obtenemos los coeficientes de un modelo autorregresivo que nos permita reproducir fácilmente el ruido de fase de una señal de reloj con el procesador digital de señal TMS320C6713.

1. Introducción

Los osciladores de precisión juegan un papel crucial en los equipos de comunicaciones, navegación, seguimiento por satélite, exploraciones espaciales, etc. Su monitorización y test son en consecuencia determinantes con el fin del aseguramiento de la calidad de la operación.

Los osciladores de cuarzo son sensibles a las condiciones ambientales como la temperatura, la humedad, la presión y las vibraciones. Estos factores ambientales hacen variar su frecuencia de resonancia.

Para reproducir en el laboratorio estos fenómenos con un determinado nivel de intensidad se necesita una sala especialmente acondicionada y un instrumental especializado. Nuestro objetivo es reproducir con un generador el efecto final sobre la estabilidad del oscilador para que el alumno analice su repercusión sin reproducir el fenómeno originario. El ruido generado repercutirá en las condiciones de estabilidad a corto (<100 seg) y a largo plazo de los relojes manteniendo un alto grado de similitud con el fenómeno originario. En definitiva nuestro generador de señales reproduce la señal de reloj con el ruido de fase asociado al fenómeno.

Por tanto en este artículo exponemos el método desarrollado para reproducir en el laboratorio este tipo de perturbaciones utilizando un generador específico de señal basado en el *TMS320C6713*.

Actualmente existen técnicas de compensación exclusivamente de temperatura y aplicadas a los osciladores de reloj[1]. En base a estas técnicas existen cuatro configuraciones de osciladores de cristal de cuarzo que se emplean comúnmente en instrumentos electrónicos de laboratorio como fuentes de frecuencia.

El oscilador **RTXO** (room temperature crystal oscillator) usa cristales que han sido concebidos para experimentar el mínimo cambio de frecuencia sobre un rango de temperatura.

Existen tres tipos de osciladores de cuarzo diseñados para compensar los efectos térmicos. En el oscilador **OCXO** (oven-controlled crystal oscillator) el cristal y los dispositivos sensibles a la temperatura se encuentran encerrados en una cámara de temperatura controlada (*oven*).

El oscilador compensado en temperatura (**TCXO**; temperature-compensated crystal oscillator) se caracteriza por incorporar un sensor de temperatura (comúnmente un termistor o un condensador) que actúa como regulador. Esta técnica es más barata que la anterior, pero menos efectiva.

Por último, los osciladores **MCXO** (microcomputer-compensated crystal oscillator) emplean un microprocesador y técnicas digitales para efectuar la compensación de temperatura.

Cuando se necesita una mayor estabilidad a largo plazo se recurre a los relojes atómicos y en ocasiones a la combinación de varios osciladores atómicos para conseguir unificar en un solo sistema las cualidades de ambos. Un caso muy significativo donde se unen las cualidades de los dos tipos de osciladores lo encontramos en el CMCU del proyecto europeo Galileo[5] que utiliza una combinación de osciladores de Rubidio y Maser de Hidrógeno. Como el oscilador de cuarzo sigue presentado una mejor estabilidad a corto plazo y el oscilador de Rubidio integra uno de cuarzo es idóneo para aplicaciones de gran precisión como en los satélites para GPS.

1.1. Osciladores atómicos.

Estos osciladores de Rubidio trabajan a la frecuencia de resonancia del átomo de rubidio (^{87}Rb), 6.834.682.608 Hz. Esta frecuencia se sintetiza a partir de una inferior, generada por un oscilador de cuarzo (típicamente de 5 MHz). El resultado es una frecuencia muy estable, con la estabilidad a corto plazo del cuarzo pero con la estabilidad a largo plazo mejorada.

Debido a la mejora de la estabilidad a largo plazo, estos dispositivos requieren menos ajustes que los osciladores de cuarzo. El offset de frecuencia se mantiene entre $5 \cdot 10^{-10}$ y $5 \cdot 10^{-12}$, pudiéndose mantener en torno al valor $1 \cdot 10^{-11}$ durante mucho más tiempo que en un cristal de cuarzo.

El “segundo” del Sistema Internacional de unidades se mide en base a la frecuencia de resonancia del átomo de cesio (^{133}Cs), que es de 9.192.631.770 Hz. Estos osciladores presentan una frecuencia muy próxima a su frecuencia nominal (*name plate*) y el deterioro por envejecimiento es inapreciable. La escala internacional de tiempo (UTC) se deriva de promediar un conjunto de osciladores de cesio especialmente coordinados. Presentan un offset de frecuencia de $5 \cdot 10^{-12}$.

El Maser de Hidrogeno es el más costoso de los estándares en frecuencia. Los pocos que existen están en laboratorios internacionales de calibración. “MASER” es el acrónimo de **M**icrowave **A**mplification by **S**timulated **E**mission of **R**adiation, y emplean la frecuencia de resonancia del átomo de hidrógeno, que es de 1.420.405.752 Hz.

Hay dos tipos de maser de hidrógeno activos y pasivos. El maser activo oscila espontáneamente y un oscilador de cuarzo se engancha en fase a esta frecuencia de oscilación. El maser pasivo opera enganchando en frecuencia un oscilador de cuarzo.

La desviación en frecuencia se estima según la siguiente expresión:

$$f(\text{offset}) = \frac{-\Delta t}{T}$$

Con el fin de mostrar un ejemplo considérese que se obtiene una medida de $\Delta t = 1 \mu\text{s}$ durante un periodo de calibración $T = 24 \text{ horas} = 86.400.000.000 \mu\text{s}$. Este oscilador acumula por día una desviación de fase de $1 \mu\text{s}$. Entonces, la desviación en frecuencia viene dada por:

$$f(\text{offset}) = \frac{-\Delta t}{T} = \frac{-1 \mu\text{s}}{86.400.000.000 \mu\text{s}} \cong -1,1574074 \times 10^{-11} \approx -1,16 \times 10^{-11}$$

La desviación en frecuencia puede convertirse a unidades de frecuencia si se conoce la frecuencia nominal del oscilador. En el caso del oscilador anterior, si la frecuencia nominal es de 5 MHz, la desviación de frecuencia en Hz, resulta ser de:

$$5.000.000(Hz) \times (1,16 \times 10^{-11}) = 5,80 \times 10^{-5} = 0,0000580Hz$$

Por consiguiente, la frecuencia que en realidad entrega el oscilador resulta:

$$5.000.000Hz + 0,0000580Hz = 5.000.000,0000580Hz$$

En la (Fig.1) se resumen las características de los principales osciladores analizado con anterioridad:

Tipo Oscilador	Offset en frecuencia	Estabilidad (Allan a $\tau=1s$)	Tiempo de calentamiento	Coste aproximado.
TCXO	3×10^{-6}	1×10^{-9}	<10s a 1×10^{-6}	100€
MCXO	1×10^{-7} a 1×10^{-8}	1×10^{-10}	<10 s a 1×10^{-8}	1000€
OCXO	1×10^{-8} a 1×10^{-10}	1×10^{-12}	<5 min a 1×10^{-8}	2000€
Rubidium	1×10^{-10} a 1×10^{-12}	5×10^{-11} a 5×10^{-12}	<5 min a 1×10^{-10}	3000€ a 8000€
Cesium	1×10^{-12} a 1×10^{-14}	5×10^{-11} a 5×10^{-12}	30 min a 1×10^{-12}	20.000€ a 70.000€
Hydrogen Maser	1×10^{-12} a 1×10^{-13}	5×10^{-12}	24 horas a 1×10^{-12}	200.000€ a 300.000€

Figura 1. Comparativa osciladores.

1.2. Ruido en osciladores

Es fundamental establecer una clasificación de los tipos de perturbaciones que pueden afectar a la estabilidad de los osciladores (Fig.2).

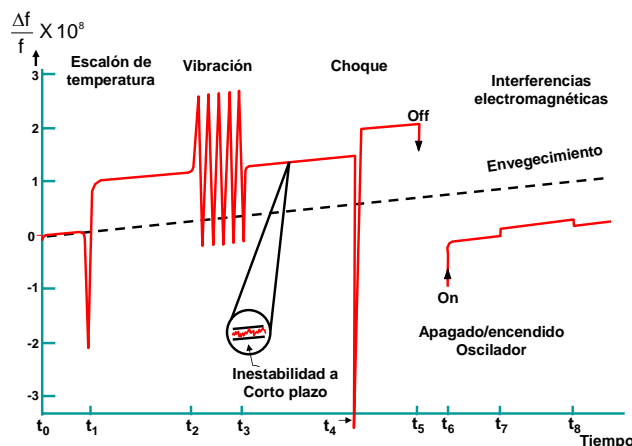


Figura 2. Tipos de perturbaciones.

El envejecimiento es un efecto casi lineal y puede ser reversible. Afecta fundamentalmente a la estabilidad a largo plazo del oscilador. A menudo repercute en una disminución de la frecuencia de resonancia, lo que significa que el cristal ha aumentado de tamaño. Las causas del envejecimiento pueden ser diversas, desde la contaminación de la superficie del cristal, hasta cambios en su estructura. Los osciladores de cuarzo de altas prestaciones deterioran su frecuencia a un ritmo aproximado de $5 \cdot 10^{-9}$ s/s.

Generalmente la frecuencia de un oscilador puede variarse unos ciclos realizando un pequeño cambio en la fase de la señal de realimentación.

Las vibraciones producidas en el cristal también pueden provocar variaciones en su frecuencia. Estas alteraciones pueden durar más que las producidas por una sacudida aislada, pero suelen ser menos dañinas porque a largo plazo, en término medio, se compensan. Por el contrario, una sacudida repentina puede producir un cambio en la frecuencia fraccional de $1 \cdot 10^{-9}$ s/s.

La estabilidad de la frecuencia a corto plazo viene determinada por el ruido acoplado al oscilador proveniente de sus componentes electrónicos. Las medidas a corto plazo se realizan típicamente promediando en cada segundo. La estabilidad a corto plazo muestra el cambio que experimenta la desviación típica de las variaciones de la frecuencia fraccional frente a distintos tiempos de promediado. Los osciladores de cuarzo poseen una excelente estabilidad a corto plazo. Un oscilador OCXO puede poseer una variación en tanto por uno de frecuencia (frecuencia fraccional) de $1 \cdot 10^{-12}$ s/s

Los motores y bobinados cercanos al oscilador pueden producir campos electromagnéticos que se acoplan a los circuitos electrónicos complementarios al oscilador de cuarzo. El empleo de toroides en el oscilador y las precauciones frente a estas fuentes de interferencias las reducen prácticamente a cero.

Cuando un oscilador se apaga y luego se vuelve a encender, generalmente no volverá a oscilar a la misma frecuencia a la que había estado operando, aunque sí conserva la tasa de envejecimiento. Este efecto de histéresis se cuantifica en un orden de 10^{-8} .

2. Modelo del comportamiento del ruido en osciladores

La denominada Ley de Distribución Espectral de Potencia definida según el NIST [4] por:

$$S_{\phi}(f) = \frac{v_0^2}{f^2} \cdot S_y(f) = \frac{v_0^2}{f^2} \cdot \sum_{\alpha=-2}^2 h_{\alpha} \cdot f^{\alpha} = v_0^2 \cdot \sum_{\beta=0}^{-4} h_{\beta} \cdot f^{\beta} \quad (2)$$

Establece con el coeficiente β la pendiente característica de los cinco tipos de ruido presentes en osciladores:

El ruido “**random walk**” ($1/f^4$) representado en la (Fig.3a), es difícil de medir, ya que generalmente está muy cerca de la portadora. Generalmente este tipo de ruido tiene su origen en el medio ambiente o entorno del oscilador bajo test. Si es este el tipo de ruido predominante debemos entonces pensar que los desplazamientos en la portadora pueden ser provocados por “choques mecánicos”, vibraciones, temperatura, u otros efectos medioambientales.

El origen del ruido “**flicker FM**” ($1/f^3$) típicamente se relaciona con tres posibles causas: el mecanismo de resonancia física de un oscilador activo, la elección de determinados componentes electrónicos o propiedades ambientales.

El ruido “**white FM**” ($1/f^2$) se encuentra muy comúnmente en resonadores pasivos estándares de frecuencia. Éstos contienen un oscilador esclavo, a menudo de cuarzo, que se “engancha” a frecuencia de resonancia de otro dispositivo, el cual a su vez se comporta como un filtro de alto factor de calidad. Los estándares de cesio y rubidio poseen este ruido.

El proceso de ruido “**flicker PM**” ($1/f^1$) representado en la (Fig.4a) encuentra su origen en dispositivos electrónicos. Este tipo de ruido es común incluso en osciladores de muy alta calidad por

que se emplean amplificadores con el fin de elevar la amplitud de la señal hasta el nivel deseado. Para reducir este ruido debe emplearse realimentación negativa y circuitos integrados de bajo ruido.

Finalmente, el ruido “white PM” ($1/f^0$) es un proceso de banda ancha y tiene poco que ver con los mecanismos de resonancia. Probablemente esté producido por un fenómeno similar al que produce el ruido “flicker PM ($1/f^1$)”, como por ejemplo las etapas amplificadoras.

En la (Fig.3b) se puede ver la distribución espectral de potencia de *random walk* ($1/f^4$) con una atenuación característica de 40dB por década y en la (Fig.4b) el *flicker PM* ($1/f^1$) con 10dB por década. Utilizamos el periodograma para la representación de la densidad espectral de potencia.

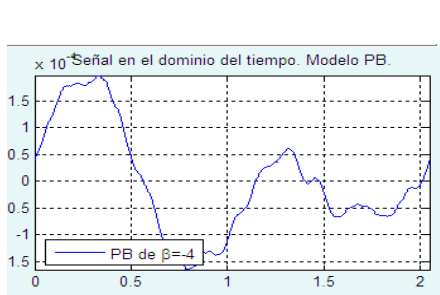


Figura 3a

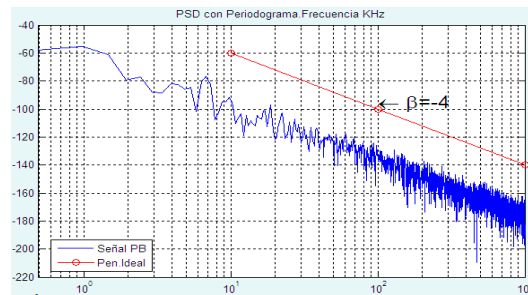


Figura 3b

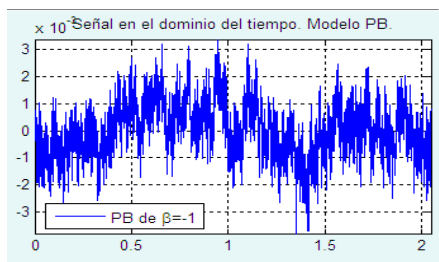


Figura 4a

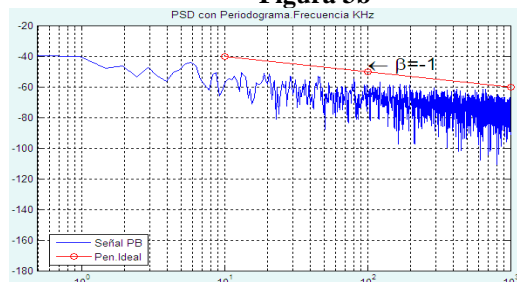


Figura 4b

Por otra parte el NIST establece un método estandarizado para analizar el efecto combinado de más de uno de estos fenómenos con la denominada varianza de Allan[3]. El origen no estacionario del ruido como consecuencia de la acción combinada de varios fenómenos hace que la varianza clásica no sea la herramienta adecuada para el análisis.

En la (fig.5a) tenemos la representación gráfica individual de la varianza de Allan y Allan modificada para el *random walk* ($1/f^4$) y en la (Fig.5b) el del *flicker PM* ($1/f^1$). Existe una relación exacta entre la pendiente y el tipo de ruido.

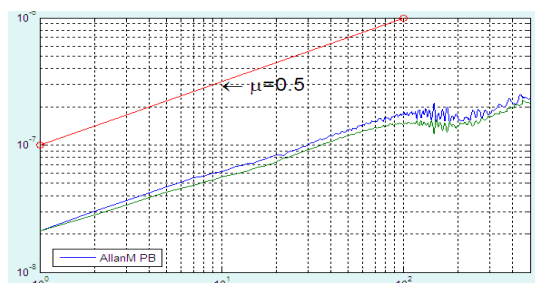


Figura 5a

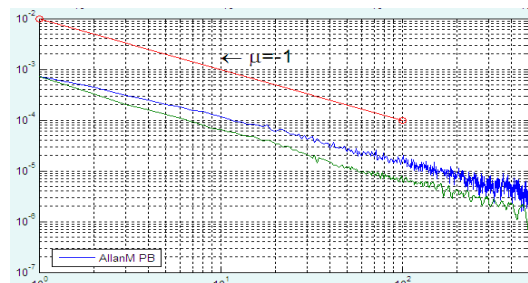


Figura 5b

En el primer caso *random walk* ($1/f^4$) tiene menos influencia en la estabilidad a corto plazo pero la pendiente positiva nos indica que a largo plazo se percibirá cada vez más. Para el segundo caso *flicker PM* ($1/f^1$) tiene una mayor influencia a corto plazo y disminuye con el transcurso del tiempo.

Si combinamos ambos ruidos y observamos su evolución con la varianza de Allan, podemos apreciar perfectamente los intervalos de máxima influencia de cada tipo de ruido. Las pendientes coinciden con las pendientes individuales, sin embargo en el dominio de la frecuencia no se puede distinguir claramente la zona de influencia de cada ruido.

En definitiva, se puede observar la acción simultánea de un ruido que afecta a la estabilidad a corto plazo como $(1/f^1)$ junto con un ruido que afecta a la estabilidad a largo plazo como $(1/f^4)$ [6]

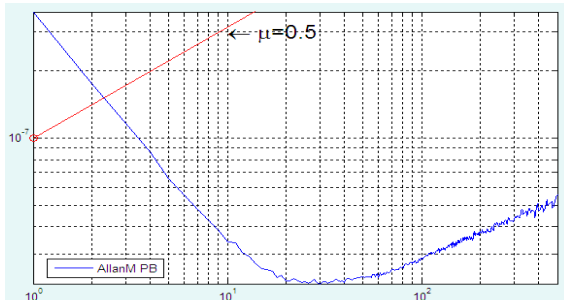


Figura 6a

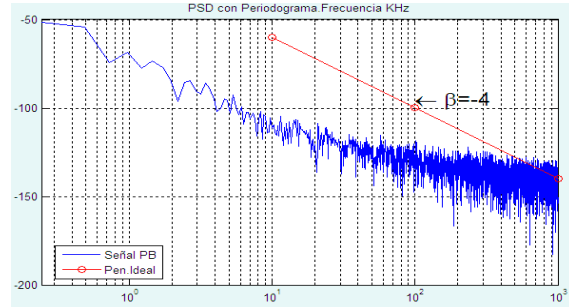
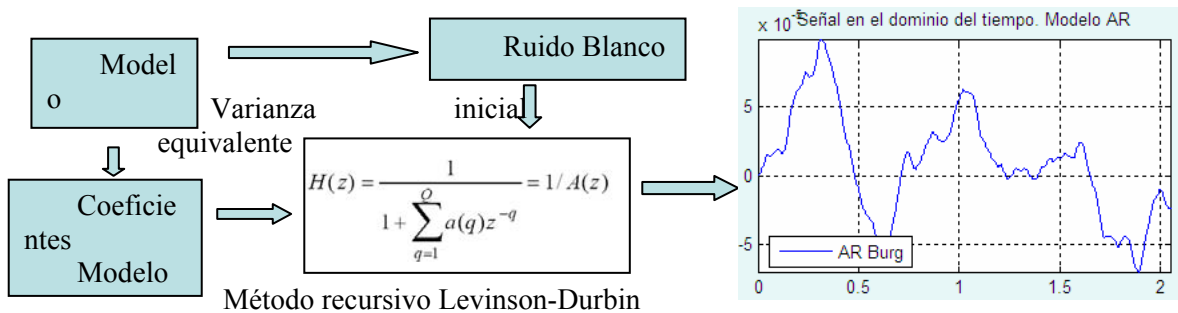


Figura 6b

2. Descripción analítica del método.

Según podemos ver en la (Fig.7) inicialmente se genera en el dominio de la frecuencia uno de los cinco tipos de ruido con el método de Paul Bourke[2], se transforma en una serie temporal y, a partir de esta serie se generan los coeficientes $a(q)$ de un modelo todo-polos mediante estimación paramétrica aplicando el método de minimización de Levinson-Durbin. En una última etapa se transfieren los coeficientes del modelo a un DSP para que pueda emular el comportamiento de un reloj con el tipo de ruido de fase seleccionado.



Ecuaciones De Yule-Walker en forma matricial. MATRIZ DE

$$\begin{pmatrix} R_x[0] & R_x[1] & R_x[2] & \dots & R_x[Q] \\ R_x[1] & R_x[0] & R_x[1] & \dots & R_x[Q-1] \\ R_x[2] & R_x[1] & R_x[0] & \dots & R_x[Q-2] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_x[Q] & R_x[Q-1] & R_x[Q-2] & \dots & R_x[0] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -a_1 \\ -a_2 \\ \vdots \\ -a_Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sigma^2 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}$$

Figura 7. Modelado.

Para la generación de los coeficientes del modelo utilizamos la librería de Matlab ‘Signal Processing Toolbox’ concretamente la sección ‘Parametric modeling’ y para el análisis espectral la sección ‘Statistical Signal Processing’. Estas funciones permiten crear un modelo matemático que describe el comportamiento estadístico de una señal, un sistema o un proceso.

Para el caso del modelo **AR** el objetivo es obtener un filtro **IIR todo polos** que cuando sea excitado con un ruido blanco genere una señal con la misma estadística que la señal originaria. En concreto una de las funciones con la que se consiguen resultados más óptimos es:

[CoeFilEstimado, Varianza] = arburg(xOriginal, Orden);

Esta función utiliza el método de Burg que por minimización hacia adelante y hacia atrás del error de predicción localiza los parámetros AR que satisfagan el sistema **recursivo Levinson-Durbin**. El algoritmo asume que *xOriginal* representa la salida del sistema AR con una entrada equivalente a un ruido blanco. Es importante elegir el *Orden* del sistema adecuadamente. El vector con los parámetros estimados $A(z)$ está representado por coeficientes para potencias de Z descendentes:

$$H(z) = \frac{1}{1 + \sum_{q=1}^Q a(q)z^{-q}} = \frac{1}{A(z)} \quad (3)$$

La función devuelve la '*Varianza*' estimada del ruido de entrada. El parámetro '*CoeFilEstimado*' contiene los coeficientes reflejados. Si el alumno quiere comprobar la exactitud del método puede generar la señal con las mismas características estadísticas de la señal original. Se debe excitar al filtro todo polos con un ruido blanco gaussiano con la misma varianza estimada por el método.

La función '*randn(n,m)*' genera un array de dimensión '*m*' y longitud '*n*' con una distribución normal, media=0, varianza $\sigma^2=1$ y desviación estandar $\sigma=1$. Si se quieren modificar estas condiciones se tiene que emplear la expresión:

$x = \xi + \sigma * \text{randn}(\text{LOriginal}, 1)$ que equivale a $x = \text{Media} + \text{sqrt}(\text{varianza}) * \text{randn}(\text{longitude}, 1)$

Una vez que se ha generado el ruido blanco con la varianza de la señal original se excita el filtro para generar la señal modelada:

$x\text{Estmida} = \text{filter}(1, \text{CoeFilEstimado}, \text{RuidoBlanco})$

Para generar el ruido en tiempo real en el DSP se recurre a un algoritmo de la librería de 'Texas Instruments' para la ejecución de un filtro IIR todo-polos con una estructura 'AR lattice' y que requiere que los coeficientes se le entreguen reflejados.

3. Método experimental: Creación del modelo.

Con un entorno gráfico didáctico desarrollado en Matlab el alumno puede estudiar cada una de las etapas: generación de ruido, análisis espectral y análisis de estabilidad. Por otra parte puede transferir los coeficientes del modelo al DSP, ejecutar el modelo y verificar los resultados de forma comparativa desde Matlab. Las etapas para el modelado y generación de un tipo de ruido son:

1º Etapa (A): El entorno gráfico de la (Fig.8) permite al alumno estudiar los cinco tipos de ruido de individualmente o de forma combinada dos a dos. Permite obtener la distribución espectral de potencia según métodos analíticos no paramétricos como el 'Periodograma o Welch' y paramétricos como el método de Yule o Burg. Además simultáneamente permite comprobar el efecto que puede tener sobre la estabilidad de un oscilador con la varianza de Allan y varianza modificada.

2º Etapa (B): Se pueden generar los coeficientes $a(q)$ de un modelo AR mediante estimación paramétrica a partir de la secuencia temporal generada con el modelo anterior. Podemos aumentar o disminuir el orden del filtro para ajustar el modelo. Para estimar el error de los modelos **AR** se calcula también la diferencia entre su pendiente y la del modelo original **PB**.

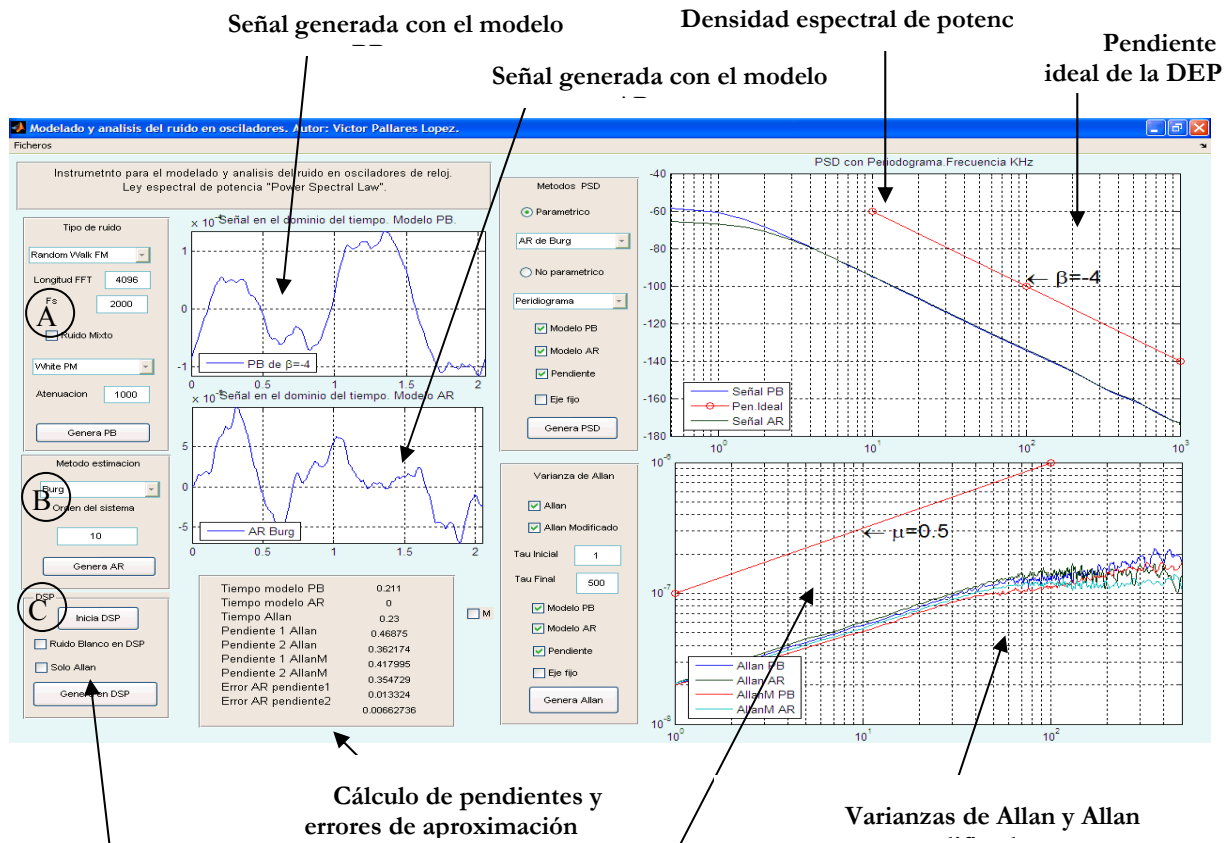


Figura 8. Entorno gráfico en MatLab.

3º Etapa (C): Se puede transferir los coeficientes del modelo generado a un DSP para que pueda emular el comportamiento de un reloj con el tipo de ruido de fase seleccionado.

Este procedimiento es idóneo para la generación en tiempo real del ruido desde el DSP. Sólo se necesitaría almacenar en la memoria no volátil del DSP los coeficientes para cada uno de los tipos de ruido y generar una salida con un solo ruido o como combinación lineal de varios ruidos como suma de la salida de varios filtros. Por ejemplo para un ruido con $\beta=-4$ y con la ejecución del filtro representado por la función 'DSPF_sp_iirlat(...)' se obtienen los siguientes resultados:

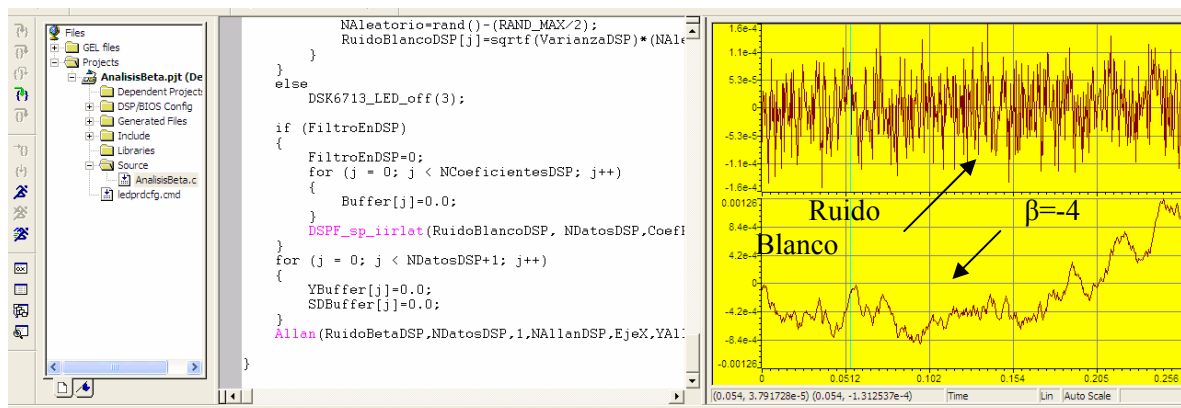


Figura 9. Entorno para el DSP 'Code Composer'.

4. Método experimental: Generación de la señal.

El generador de señal ‘DSP’ proporciona una señal de reloj contaminada con el ruido procedente del filtro digital. Esta señal podemos medirla de forma directa o puede actuar como fuente de reloj externa para un DAC durante un proceso de captura. La estabilidad de la señal del reloj del sistema bajo prueba se mide con un TIC que utiliza como señal para la comparación un (1pps) procedente de un GPS que actúa como sistema de referencia en el tiempo.

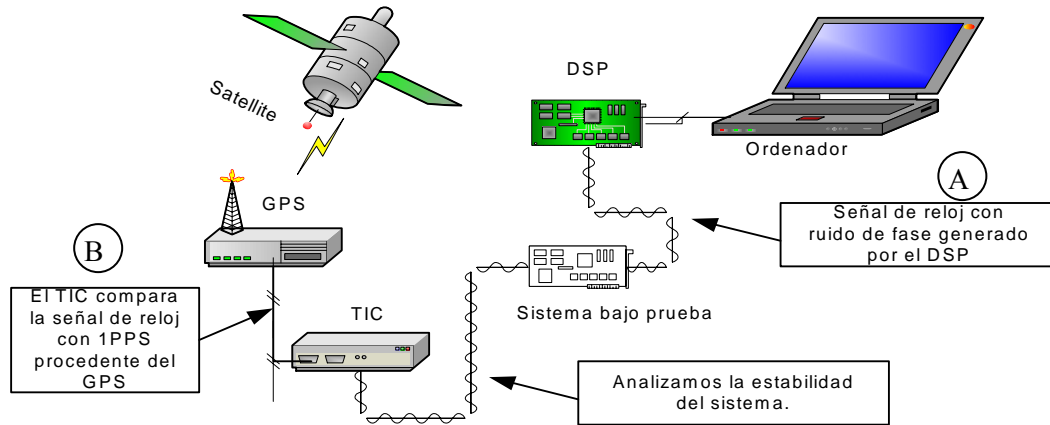


Figura 10. Procedimiento para el ensayo.

En la (Fig. 11) se puede observar como podemos simular el ruido de fase en relación a la fase de la señal ideal con pequeños retardos o adelantos de modo que cuando se compare esta señal con la señal del GPS se podrá medir el desfase que se va acumulando a lo largo del tiempo.

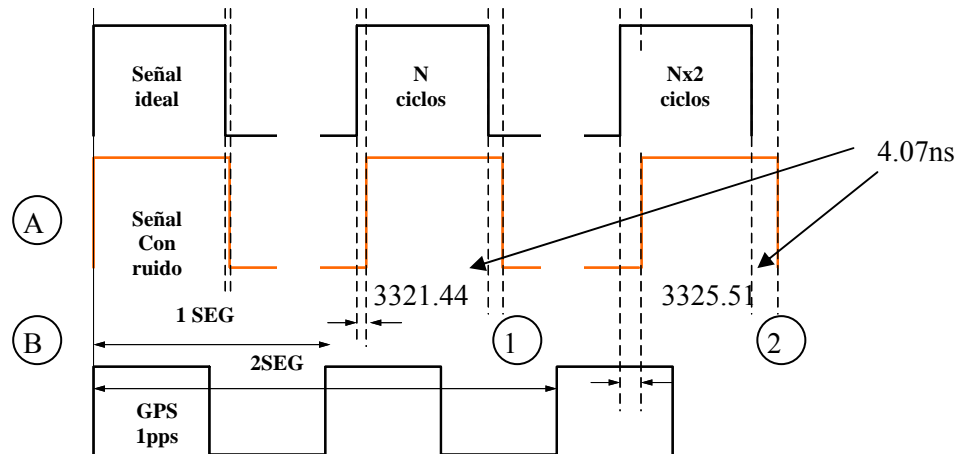


Figura 11. Variación en la fase.

En la (Fig.12) tenemos un ejemplo numérico con el tipo de desviación de fase que tenemos que aplicar para emular una desviación de $\sigma_y(\tau) = 1,17 \times 10^{-11}$. Durante el proceso de modelado del ruido hemos considerado un ruido de fase con un intervalo de medida de 1 segundo. La columna $(x_{i+1} - x_i)$ representa el ruido de fase obtenido a partir del modelo desarrollado, la columna x_i representa el desfase acumulado y la primera columna representa las medidas efectuadas con el TIC. La estabilidad en frecuencia está representada por la columna $(y_{i+1} - y_i)$ que nos va a permitir calcular la varianza de Allan.

Podemos calcular la desviación de Allan para $\tau=1s$ y con $m=9$ como:

$$\sigma_y(\tau) = \sqrt{\lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{2(m-1)} \cdot \sum_{j=2}^m (\bar{y}_j - \bar{y}_{j-1})^2} = \sqrt{\frac{2,2 \times 10^{-21}}{2(9-1)}} = 1,17 \times 10^{-11}$$

Medidas de fase en (ns)	Desviación de fase: xi, Dt	Desviación de fase sin offset (xi+1 - xi)	Offset en Frecuencia xi/1s= yi	Diferencias (yi+1 - yi)	Diferencias al cuadrado (yi+1 - yi) ²
3321.44 ↑ (1)	(-----)	(-----)	(-----)	(-----)	(-----)
3325.51 ↑ (2)	▲ 4.07 ↑	(-----)	4.07 x 10 ⁻⁹ ↑	(-----)	(-----)
3329.55	4.04 ↑	▲ 0.03	4.04 x 10 ⁻⁹ ↑	▲ -3 x 10 ⁻¹¹	9 x 10 ⁻²²
3333.60	4.05	0.01	4.05 x 10 ⁻⁹	+1 x 10 ⁻¹¹	1 x 10 ⁻²²
3337.65	4.05	0	4.06 x 10 ⁻⁹	+1 x 10 ⁻¹¹	1 x 10 ⁻²²
3341.69	4.04	-0.01	4.04 x 10 ⁻⁹	-2 x 10 ⁻¹¹	4 x 10 ⁻²²
3345.74	4.05	0.01	4.05 x 10 ⁻⁹	+1 x 10 ⁻¹¹	1 x 10 ⁻²²
3349.80	4.06	0.01	4.06 x 10 ⁻⁹	+1 x 10 ⁻¹¹	1 x 10 ⁻²²
3353.85	4.05	-0.01	4.05 x 10 ⁻⁹	-1 x 10 ⁻¹¹	1 x 10 ⁻²²
3357.89	4.04	-0.01	4.04 x 10 ⁻⁹	-1 x 10 ⁻¹¹	1 x 10 ⁻²²

Figura 12.

Para reproducir la desviación de fase del oscilador incrementamos o decrementamos el contenido del TPR (Timer period register) registro de 32 bit del TMS320C6713 encargado de generar la señal de reloj:

$$F_1 = \frac{f(\text{clock source})}{2 \times TPR}; \text{ f puede ser el reloj interno o uno externo con mayor estabilidad.}$$

Con este procedimiento podemos acelerar el proceso de degradación de la estabilidad del reloj para que el estudiante pueda completar el estudio de estabilidad en una sesión de prácticas. Es decir se puede elegir una constante de tiempo para alcanzar una desviación a los 0.1s ó 0.01s equivalente a la de 1s. También podemos actuar sobre la magnitud del ruido multiplicando la desviación por una constante de modo que la curva de estabilidad no sólo se desplace en el eje de tiempos sino también con respecto al eje que representa la magnitud.

4. Conclusiones

Para concluir: (a) Este sistema proporciona un método sencillo para el análisis de la estabilidad del oscilador principal de sistema electrónico sometido a la acción conjunta de diversos fenómenos difíciles de reproducir en el laboratorio. (b) Podemos acelerar el efecto de la inestabilidad sobre el reloj de los sistemas electrónicos provocando una inestabilidad a corto plazo en un tiempo de 0,1 o 0,01 segundos y con una equivalencia de 1s. (c) Podemos observar el comportamiento de un sistema de adquisición encargado de medir durante largos periodos de tiempo cuando el oscilador presenta una inestabilidad emulada. Es decir, nos permitiría analizar las consecuencias de la inestabilidad del oscilador en el proceso de captura sin que esté en el lugar donde estos fenómenos pueden aparecer.

Referencias

- [1] D.A Howe, D.W. Allan and J.A. Barnes (1990). *Properties of Oscillators Signals and Measurement Methods*. National Institute of Standards and Technology. Boulder, Colorado, USA.
- [2] P. Bourke (1998). *Generating noise with different power spectra laws*. Centre for Astrophysics and Supercomputing. Melbourne Australia.
- [3] *Medida de la estabilidad en frecuencia mediante la varianza de Allan*: <http://www.allanstime.com>.
- [4] Time and Frequency. *National Institute of Standards and Technology*: <http://tf.nist.gov>
- [5] Francisco Javier Moreno Carrillo, Angel Alvaro Sanchez, Luis Basanta Alonso. *Sintetizadores Híbridos en el Espacio La CMCU de Galileo*. Alcatel Espacio. (2004)
- [6] J.J. González de la Rosa, A. Moreno Muñoz (2006). *Characterisation of frequency instability and frequency offset using instruments with incomplete data sheets*. University of Cadiz and University of Cordoba. <http://www.sciencedirect.com>.