

REALIZACION MEDIANTE DSP DE UN SIMULADOR DE CANAL IONOSFERICO PARA COMUNICACIONES EN HF

Juan J. OLMOS

Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones. ETSIT-BARCELONA. UPC.

ABSTRACT

The paper presents the design features and the performance of a real-time software-based simulator of an HF radio channel. The simulator is based on the use of digital signal processing technologies and it allows a great flexibility in the selection of the simulation parameters available to the user. The assumed signal bandwidth is 4 KHz.

INTRODUCCION

A fin de disponer de una herramienta de laboratorio apropiada para evaluar las prestaciones de diferentes tipos de modulador-demodulador para comunicaciones en HF se precisa de un sistema capaz de simular, en tiempo real, el comportamiento del canal ionosférico. Las modernas técnicas de procesado digital de señal (DSP) permiten la realización de un dispositivo de este tipo basado en el uso de un "software" adecuado. Este trabajo presenta las características de diseño y las prestaciones de un simulador de canal ionosférico basado en el modelo de Watterson [1] e implementado mediante un procesador de coma fija.

Debido a limitaciones tecnológicas, existe un compromiso entre la velocidad de muestreo de la señal a la entrada del simulador y las prestaciones que pueden obtenerse de éste. Con el estado actual de la tecnología, y restringiendo el ancho de banda de la señal a procesar a unos 4 KHz, pueden obtenerse simuladores con prestaciones excelentes que permitan variar los parámetros del modelo teórico en un amplio rango de valores.

La realización mediante software está basada en el uso del modelo de Watterson para caracterizar el comportamiento del canal ionosférico. Se trata de un modelo teórico lo suficientemente exacto como para garantizar que las conclusiones extraídas mediante el uso del simulador serán extrapolables a una situación real. Según este modelo la característica de transmisión del canal ionosférico es la de una línea de retardo con derivaciones, estando cada una de las señales retardadas modulada en amplitud y fase por un proceso gaussiano complejo independiente cuyo espectro es también gaussiano y cuyos ancho de banda y frecuencia central son ajustables.

La influencia que el canal ionosférico produce sobre la señal recibida se condensa en dos efectos: distorsión debida a la propagación multicamino y desvanecimientos con estadística de Rayleigh debidos a la modulación por ruido gaussiano.

DESCRIPCION DEL SIMULADOR

La Figura 1 muestra el diagrama de bloques del simulador de canal ionosférico. El simulador se sitúa en banda-base. Los conversores A/D y D/A y el filtro anti-aliasing no son objeto de estudio dado que solo la parte recuadrada en la figura se realizará mediante software.

Para simular la modulación simultánea de la señal en amplitud y fase por ruido complejo debemos generar previamente las componentes en fase y en cuadratura de la señal

paso-banda que transmitimos. La componente en fase es la propia señal paso-bajo, mientras que la componente en cuadratura se consigue mediante un transformador de Hilbert simulado por un filtro FIR de 45 coeficientes. Este filtro fué diseñado mediante muestreo en el dominio del tiempo de la respuesta impulsional analógica. A fin de minimizar el efecto del truncamiento se usó la ventana de Hanning. Debido a que el procesador usado es de coma fija hay que asegurarse de que la señal a la salida del filtro no puede superar la unidad. Para ello los coeficientes fueron convenientemente reescalados dividiendo por la suma de los módulos al cuadrado de todos ellos. La misma escala debe aplicarse a la componente en fase. La componente en fase debe retardarse 23 muestras para compensar el retardo que produce el transformador de Hilbert.

La generación de los procesos de ruido complejo gaussiano filtrado, $\{W_i\}$, se realiza en tres pasos. En primer lugar se generan muestras pseudoaleatorias incorreladas con distribución de probabilidad uniforme. Esto se logra mediante el método de congruencia para la generación de números aleatorios. Este método usa la siguiente expresión recursiva

$$X_{n+1} = aX_n + b \pmod{N}$$

eligiendo a y b de forma adecuada puede lograrse que la longitud de la secuencia (N) sea máxima. En nuestro caso es $N=2^{23}$, ya que la palabra del procesador usado es de 23 bits. Estas muestras direccionan una zona de memoria de 2Kbytes que actúa como tabla de conversión para obtener muestras incorreladas con estadística gaussiana. La tabla de conversión se obtuvo considerando la función de densidad de probabilidad gaussiana y dividiendo el eje de abscisas en $2N$ intervalos tales que todos ellos encierran la misma área bajo la función. Los puntos $\{X_i\}$ que delimitan esos intervalos cumplen la ecuación

$$1 + \operatorname{erf}\left(\frac{X_i}{\sqrt{2}}\right) - \frac{N+i}{N} = 0 \quad (i=1, \dots, N-1)$$

y los puntos de interés para llenar la tabla son

$$\frac{X_1}{2}, \frac{X_1+X_2}{2}, \dots, \frac{X_{N-2}+X_{N-1}}{2}$$

y sus correspondientes simétricos. La longitud de la tabla es $2(N-1)=2048$. Finalmente las muestras gaussianas atacan un filtro de Butterworth de orden 3 donde son correladas de forma que el proceso a la salida tiene un espectro aproximadamente gaussiano. El filtro de Butterworth está realizado mediante una estructura IIR, calculándose los coeficientes mediante la transformación bilineal. Los coeficientes fueron convenientemente reescalados para garantizar la imposibilidad de desbordamiento como consecuencia del uso de coma fija.

Las especificaciones del modelo de Watterson exigen que el ancho de banda de los filtros de Butterworth que conforman el espectro del ruido sea ajustable. Los valores típicos del ancho de banda del ruido son, a lo sumo, de pocos hertzios. Los filtros IIR diseñados para un ancho de banda extremadamente pequeño requieren valores de los coeficientes de la parte anterior muy pequeños, con la consiguiente pérdida de precisión cuando se trabaja en coma fija. Además, el retardo de propagación de estos filtros puede hacerse muy grande y el hecho de que sea variable en función del ancho de banda que el usuario elige puede resultar incómodo para la programación. Para solucionar estos problemas se ha recurrido a trabajar siempre con los mismos coeficientes. Estos coeficientes se calcularon para una frecuencia de corte normalizada de valor $f_n=0.01$. Para simular anchos de banda menores, elegibles a voluntad, el filtro se actualiza solo cada m períodos de muestreo, y durante los intervalos en que el filtro no aporta señal de salida se interpola entre las dos últimas muestras disponibles

por medio de una recta. Ajustando el valor del entero m pueden simularse todas las frecuencias de corte normalizadas del conjunto $f_c T = f_n / m$, ($m=1,2,\dots$). Dado que $T^{-1}=8000$ *muestras/seg* la resolución a bajas frecuencias es muy buena. El valor de f_n elegido garantiza que la interpolación por rectas, que equivale a un filtrado mediante $\text{sinc}^2()$, se aproxima mucho al filtrado ideal. El proceso completo de generación de ruido, filtrado e interpolación se repite dos veces por muestra procesada a fin de generar las partes real e imaginaria del coeficiente complejo $\{W_i\}$. Para simular el posible desplazamiento Doppler que pueden presentar las diferentes componentes es preciso multiplicar cada coeficiente $\{W_i\}$ por el fasor $e^{j\theta}$, con $\theta=2\pi f_i nT$, siendo f_i el desplazamiento Doppler de la componente i -ésima y $n=1,2,\dots$ (contador de muestras). Para realizar la multiplicación compleja es preciso disponer de una tabla que contenga un ciclo de las funciones seno y coseno. La resolución de esta tabla fija el mínimo desplazamiento Doppler simulable según

$$(f_i)_{\min} = \frac{1}{MT}$$

siendo M la longitud de la tabla. Debido a que la placa de evaluación donde se ejecutó el software presentaba limitaciones de memoria disponible el valor de M tomado fué de 32Kbytes.

La línea de retardo compleja se simula mediante un doble registro de desplazamiento. Naturalmente, los retardos son ajustables mediante pasos discretos de valor $T=125\mu\text{seg}$. Dado que los retardos típicos son del orden de pocos *mseg* la resolución es aceptable. Finalmente, se suman las contribuciones de todas las componentes retardadas con su correspondiente peso complejo (que ya incluye el Doppler) y se toma la parte real de la salida.

El sistema permite añadir ruido gaussiano blanco de potencia controlable a la salida final. Este ruido se genera por el mismo procedimiento que el ruido que ataca los filtros de Butterworth. Para garantizar que todos los procesos de ruido utilizados en el simulador son incorrelados entre sí se conservan las correspondientes "semillas" de generación de números aleatorios en posiciones de memoria independientes.

Los parámetros del modelo que son ajustables son: número de componentes; retardo, potencia media, dispersion frecuencial y desplazamiento Doppler de cada componente y relación señal/ruido final. También es posible la adición a la salida de una muestra de la señal de entrada sin distorsion (componente especular) de nivel ajustable. Con la velocidad de muestreo supuesta de 8000 *muestras/seg* el simulador permite incluir hasta 12 componentes independientes.

A efectos de comprobar el funcionamiento correcto del software conviene examinar la respuesta del simulador a un tono puro. En efecto, si la señal transmitida es un tono puro, entonces la salida deberá seguir fielmente las características frecuenciales descritas por el modelo de Watterson.

PRUEBAS REALIZADAS

A modo de ejemplo la Figura 2 muestra el espectro de la señal a la salida del simulador cuando se introduce un tono puro de 400Hz. En este caso los parámetros del simulador contemplaban una componente especular mas tres componentes difusas de anchos de banda iguales a 10, 20 y 30Hz y desplazamientos Doppler de 50, 250 y 400Hz. La relación señal/ruido era infinita. El motivo de que los parámetros antes apuntados no se encuentren dentro del rango de valores de lo observado experimentalmente reside en limitaciones de memoria de la placa de evaluación donde se ejecutó el software en periodo de pruebas. Dejando de lado estas observaciones los resultados obtenidos son cualitativamente correctos.

El espectro aparece poco definido debido a que la muestra temporal tomada es breve en relación a la frecuencia de muestreo.

Las Figuras 3 y 4 muestran, respectivamente, la salida del simulador en el dominio del tiempo y en el de la frecuencia, cuando la entrada es un tono puro de 400Hz y el simulador contempla una componente difusa de 20Hz de ancho de banda, Doppler negativo de 100Hz y retardo de 2mseg , mas una componente especular retardada 1mseg . Ambas componentes son de igual potencia. En este caso la relación señal/ruido simulada era de 20dB .

REFERENCIAS

- [1] Watterson, C.C., Juroshek, J.R., Bensema, W.D., "Experimental confirmation of an HF channel model", IEEE Trans. Comm. Tech., COM-18, pp. 792-803 (1970)

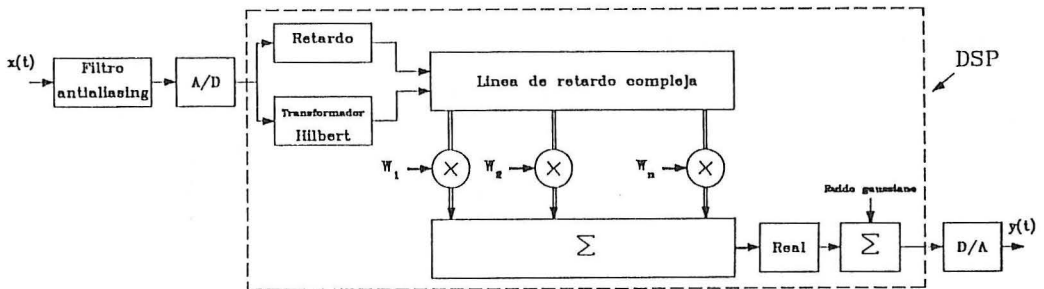


Fig.1: Implementacion del simulador de canal ionosferico

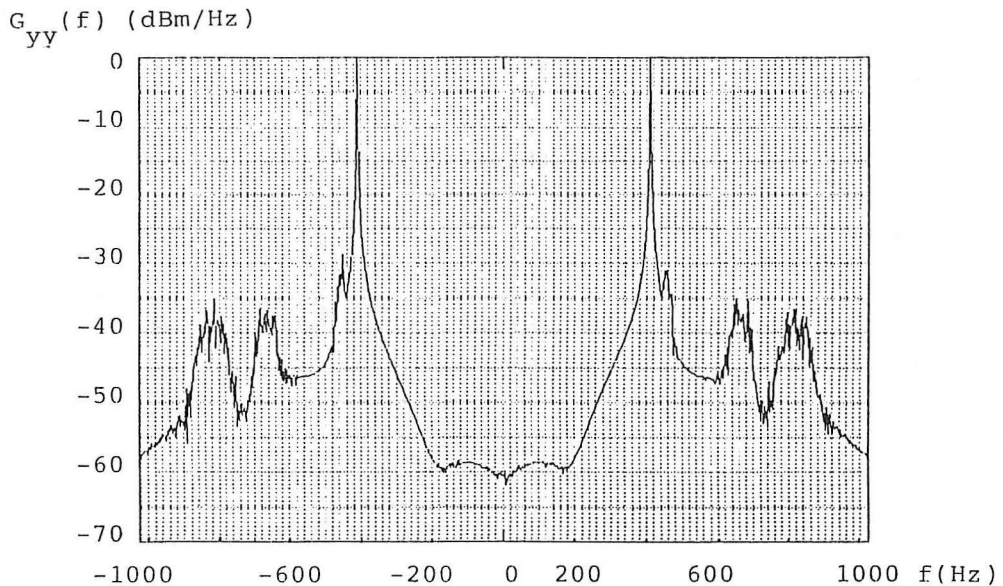


Fig.2: Densidad espectral de potencia a la salida del simulador

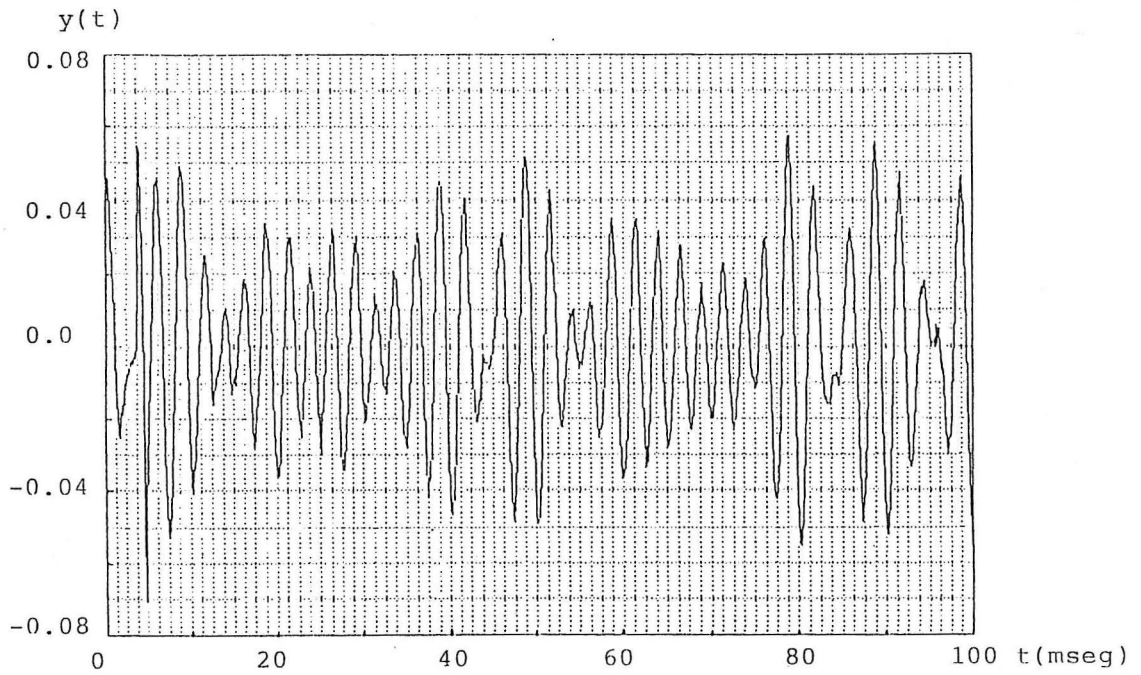


Fig.3: Señal a la salida del simulador en el dominio del tiempo

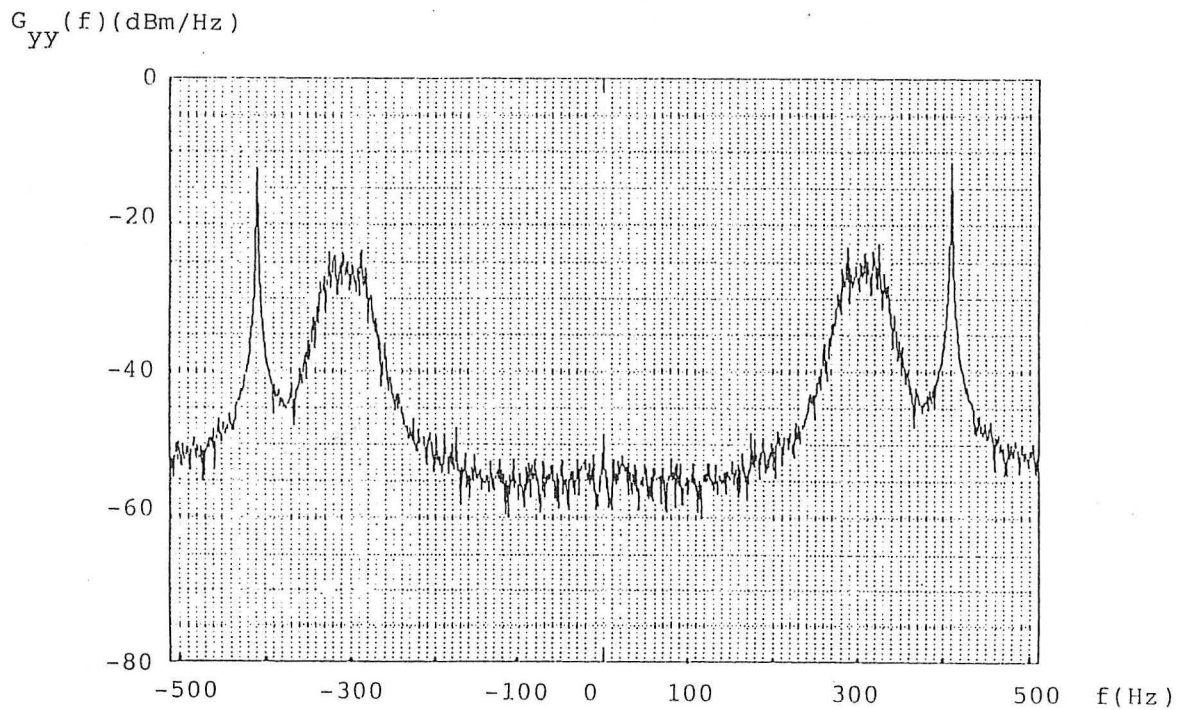


Fig.4: Espectro de potencia de la señal a la salida del simulador