

SIMULACION DIGITAL DE UN SISTEMA DE TRANSMISION NUMERICO QUE UTILIZA UN AMPLIFICADOR NO LINEAL COMO REPETIDOR.

Ramón Agustí

Dpto. de Comunicaciones
E.T.S. Ing. Telecomunicación
Universidad Politécnica de Barcelona.

Resumen. Se ha realizado la simulación de un sistema de transmisión digital en donde un TWT polarizado en saturación actúa como repetidor no lineal. El método es apropiado a cualquier formato de modulación en cuadratura.

En particular se ha estudiado el efecto del TWT sobre la tasa de error para una canalización especificada en el E.C.S. (European Communication Satellite) y con señalizaciones MSK y OFFSET QPSK. La generación de datos se ha hecho a partir de secuencias PN y el filtrado del canal se ha obtenido mediante técnicas de variables de estado. La rapidez de la simulación permite optimizar los filtros transmisor y receptor para una mínima probabilidad de error.

INTRODUCCION

Los actuales sistemas de comunicación vía radio (radioenlace terrestre o espacial), tienden hoy día a la incorporación de sistemas de modulación digitales, tales como P.S.K. (Phase Shift Keying), QAM (Quadrature Amplitude Modulation), etc., de modo que la calidad del sistema de transmisión se puede especificar conociendo solamente la probabilidad de error por bit que introduce. La obtención de tal magnitud es por consiguiente de primordial interés y su cálculo, que en general no es sencillo, puede alcanzar dificultades analíticas insuperables, si el sistema de transmisión utiliza amplificadores no lineales como repetidores. Esta situación es típica en Telecomunicación espacial, en donde el máximo aprovechamiento de la potencia disponible en el satélite obliga a los amplificadores de a bordo a trabajar en zona no lineal, donde presentan un mejor rendimiento. Aunque no de un modo tan drástico, los sistemas de radioenlaces terrestres participan también de esta alinealidad en los repetidores. La simulación del sistema resulta entonces la herramienta adecuada para estudiar su comportamiento.

En particular, el problema de nuestro interés consistía en averiguar qué sistema de modulación: MSK OFFSET, QPSK resultaba más adecuado para una canalización real a optimizar disponible en el E.C.S. (European Communications

Satellite), que está desarrollando - ESA (European Space Agency). (Agustí 1978). Llegado a cierto punto en el trabajo fue necesario el cálculo de la probabilidad de error y para ello se adoptó la simulación del sistema.

MODELO DE CANAL

Un modelo del sistema de transmisión está esquematizado en la figura 1, en donde



Fig.1. Esquema de bloques de un canal no lineal.

Mod. es el modulador
 F_T es el filtro transmisor que regula el nivel de interferencias con canales adyacentes
 TWT es el amplificador no lineal a bordo del satélite
 F_R es el filtro receptor, necesario para combatir el ruido y proporcionar la selectividad adecuada.
 Demod. es el demodulador.

A la salida del modulador, y de un modo genérico, aparece la señal

$$m(t) = \sum_{i=-\infty}^{i=\infty} a_i f(t-iT) \cos \omega_0 t - \sum_{i=-\infty}^{i=\infty} b_i g(t-iT) \sin \omega_0 t$$

Donde,

a_i, b_i son los datos con valores ± 1
 $f(t)$ y $g(t)$ son funciones que dependen del tipo de modulación adoptado
 $\frac{\omega_0}{2\pi}$ es la frecuencia de la portadora
 $1/T$ es la velocidad de transmisión

Una simulación utilizando $m(t)$ no tendría sentido por el valor elevado de ω_0 (11-13 GHz). Se debe recurrir entonces a una formulación equivalente en baja frecuencia. Utilizamos para ello el concepto de señal analítica y envolvente compleja. Así, supuesto $\omega_0 \gg \frac{1}{T}$, tenemos

$$m(t) = \text{Real} [m(t) + j \hat{m}(t)] = \text{Real} [\tilde{m}(t) e^{j\omega_0 t}]$$

Donde

$$\tilde{m}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i f(t-iT) + j b_i g(t-iT) \quad (1)$$

En tal caso, la señal a la salida de F_T , cuya respuesta impulsional es $h(t)$ resulta (Biglieri, 1972):

$$r(t) = \frac{1}{2} \text{Real} \{ [\tilde{m}(t) * \tilde{h}(t)] e^{j\omega_0 t} \}$$

Cumpléndose

$$h(t) = \text{Real} \{ \tilde{h}(t) e^{j\omega_0 t} \}$$

El TWT, que modelamos como un elemento no lineal sin memoria, se puede caracterizar en baja frecuencia (Agustí, 1978) resultando que la envolvente compleja de su señal de salida $z(t)$, es:

$$\tilde{z}(t) = \frac{\tilde{r}(t)}{|\tilde{r}(t)|} \cdot f(|\tilde{r}(t)|) \cdot e^{j\psi(|\tilde{r}(t)|)}$$

Donde

$f(\cdot)$ representa una distorsión de amplitud
 $\psi(\cdot)$ representa una distorsión de fase.

El filtro F_R actúa de modo similar al F_T , obteniéndose finalmente a su salida una señal $s(t)$ que se debe demodular coherentemente, según el esquema de la figura 2

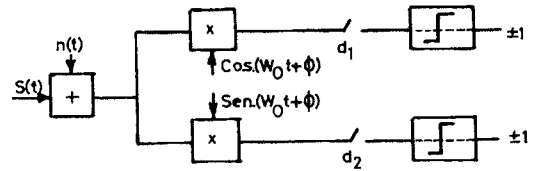


Fig.2. Esquema de bloques del demodulador.

en donde ϕ sería el desplazamiento de fase introducido por el TWT para un valor de $|r(t)|$ constante y $n(t)$ comprende el ruido térmico propio del receptor y las señales interferentes que pueden aparecer. Como consecuencia de la acción del conmutador cada T segundos aparecen las muestras d_1 y d_2 . El circuito de decisión es un limitador ideal que decide 1 ó -1 en función de que la muestra en cuestión sea positiva o negativa.

Aceptando que $d_i = c_i + n_i$, ($i=1,2$), en donde " c_i " es una variable aleatoria que depende de los datos, y " n_i " la suponemos gaussiana de media cero y varianza σ^2 , la probabilidad de error por bit es (Agustí, 1979)

$$P_b = \frac{1}{2} E \{ \text{erfc} \left(\frac{|c_i|}{\sqrt{2}\sigma} \right) \} \quad (2)$$

Donde

erfc es la función error complementaria
 E es el operador esperanza estadística.

Debido a la presencia de los filtros, la acción de un dato se hace sentir más allá de la duración T que le asigna el modulador. La no linealidad del TWT introduce además una interferencia adicional del canal en fase con el canal en cuadratura. Es por ello que c es una variable aleatoria que depende en teoría de todos los datos anteriormente transmitidos, y en la práctica de un número N de estos.

SIMULACION DEL SISTEMA

El objetivo de la simulación reside en el cálculo de la probabilidad de error del sistema según (2). Debemos

de evaluar en tal caso los 2^N posibles valores de c_i . La elección de $N=7$ resultó apropiada, dando, para una $P_b=10^{-4}$ un error menor que 10^{-5} del obtenido para $N>8$.

La simulación está estructurada en un programa principal que llama a distintas subrutinas, cuya misión es la de implementar el modelo de la figura 1 consistente en:

1.- Establecer una señal de datos.

La señal de datos consta primero de un preámbulo de veinte +1. De este modo se puede evaluar ϕ al final del mismo y obtener los coeficientes necesarios para atacar el TWT con la potencia media deseada. El preámbulo permite también que se desarrolle el transitorio. A partir del bit 21 comienza la señal de datos propiamente dicha, generadora al final de los 2^N posibles valores de c_i , y que simulamos como una secuencia PN de máxima longitud ($2^7-1=127$ bits). Finalmente cada bit de duración T se muestrea veinte veces.

La subrutina GEN se encarga de hacer todas las funciones enunciadas.

2.- Modulación de los datos.

Se trata aquí de generar la señal modulada $m(t)$ (1). Basta para ello tener almacenados los valores $f(t)$ y $g(t)$ necesarios. La subrutina MOD realiza el anterior cometido.

3.- Filtrado.

Para cuantificar la acción tanto de F_T como F_R hemos optado por una técnica de variables de estado, y que a juicio del autor, para filtros de 4 polos como son los de Butterworth utilizados son más exactas. (Oliva, 1979). En esencia con la subrutina FILTR que resulta, obtenemos una muestra de salida para cada valor de la muestra de entrada.

4.- Amplificación del TWT.

El paso de $\tilde{r}(t)$ a $\tilde{z}(t)$ se hace a través de la subrutina PASTWT.

5.- Demodulación.

El demodulador obtiene los valores d_i (figura 2), y a partir de ellos se calcula la probabilidad de error según

$$P_b = \frac{1}{127} \sum_{l=1}^{l=127} \operatorname{erfc} \frac{|c_{il}|}{\sqrt{2\sigma}}$$

La subrutina DEMOD se encarga de ello, y lo hace para los 20 posibles instantes de muestreo.

El cálculo del instante óptimo que nos proporciona la P_b más pequeña lo realiza la subrutina DEMOUT.

CONCLUSIONES

Gracias a la simulación se ha podido estudiar el comportamiento de un sistema de transmisión no lineal, de hecho, imposible de averiguarlo con medios analíticos. Se han obtenido valores de la probabilidad de error para diferentes tipos de filtros transmisor y receptor con la rapidez suficiente (tiempo CPU < 2 minutos), para poder encontrar los filtros óptimos. En la figura 3 se muestran algunos resultados. Podemos terminar diciendo que se ha elaborado el software en modo de hacerlo lo suficientemente flexible para aplicarlo a otros formatos de transmisión, y que puede resultar muy útil en aquellos sistemas que utilizan repetidores con una energía disponible fuertemente limitada.

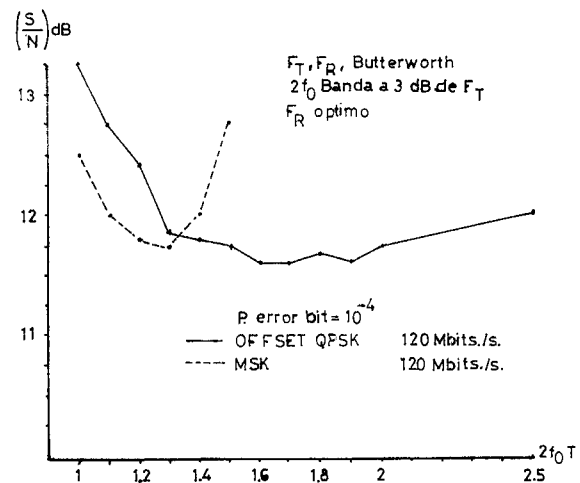


Fig.3. Relación de potencia de señal-ruido (S/N) mínima con canales separados 80 MHz.

RECONOCIMIENTOS

Agradezco las facilidades dispensadas por el Politécnico de Turín para la realización de este trabajo con un DEC SYSEM 10.

REFERENCIAS

- Agustf, R (1978). Contribución al análisis del comportamiento de las señalizaciones OFFSET -- QPSK y MSK, a través de satélites de Telecomunicación modelados como canales no lineales. Tesis Doctoral. Universidad Politécnica de Barcelona.
- Biglieri, E (1972). Principi di teoria delle comunicazioni. TLL Editrice.
- Oliva, J (1979). Simulación de filtros mediante la técnica de las variables de estado. Proyecto Fin de Carrera. E.T.S.Ing.Telecom. de Barcelona.

SUMMARY

A computer simulation of a non linear satellite channel has been carried -- out using state variable techniques and PN sequences. In that way we have obtained the bit error rate for MSK and OFFSET QPSK modulations. The results are applied to a ECS (European Communication Satellite) configuration.