

# COMPARACIÓN DE LAS CUALIDADES DE AUTOCORRELACIÓN APERIÓDICA DE LAS SEÑALES MSK Y BPSK CON ESPECTRO ENSANCHADO DE SECUENCIA DIRECTA

GERMÁN CASTELLANOS D. \*

## RESUMEN

En los sistemas modernos de comunicaciones se emplean las señales con espectro ensanchado con el fin de brindar alta fidelidad, seguridad y mejor compatibilidad electromagnética con otros sistemas de radio. Además, sobre éstas señales se puede realizar la división de canales por código, que trabajan simultáneamente en un mismo ancho de banda. La fidelidad de los sistemas de comunicaciones con espectro ensanchado se determina, primero por el diagrama estructural de los dispositivos de proceso de las señales incluyendo el tipo de modulación y, luego, por las características de los lóbulos laterales de la función de correlación de las señales de espectro ensanchado. Estas últimas determinan básicamente la cantidad máxima de abonados simultáneos que pueden trabajar para un nivel de calidad dado [1]. El tipo de modulación empleado es importante en la medida en que determina aspectos como la complejidad de realización del sistema y el ancho de banda de la señal con espectro ensanchado.

En el artículo se comparan las cualidades de la función aperiódica de autocorrelación (FAAC) de las señales con espectro ensanchado (formadas por el método de secuencia directa DSSS [4]) para las modulaciones BPSK (modulación de fase binaria) y MSK (mínimo desplazamiento de frecuencia [2]). El método de comparación consiste en el análisis del comportamiento asintótico de las respectivas FAAC para señales con espectro ensanchado con ambos tipos de modulación. La comparación se basa en el cálculo de la función de ambigüedad permitiendo así establecer el comportamiento de la FAAC con respecto al valor de desafinamiento entre las frecuencias portadora y la central del filtro acoplado empleado para la recepción. Se lleva a cabo la simulación experimental para lo cual en el ensanchamiento del espectro se modela el empleo de secuencias seudoruido del tipo  $m$ -secuencias y aleatorias.

---

\* Universidad Nacional Sede Manizales Grupo de Control y Procesamiento de Señales.  
[gcastell@emtelsa.multi.net.co](mailto:gcastell@emtelsa.multi.net.co)

## 1. Modelo Matemático

En forma general, las señales MSK son un caso particular de la modulación CPFSK [2], las cuales se describen como:

$$S(t) = \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi h}{T_e} \int_0^t a_i d\tau\right) \quad (1)$$

Donde  $\omega_0 = 2\pi f_0$  es la frecuencia de la portadora y  $a_n$  es el código  $a_n = \{+1, -1\}$ .

La señal con espectro ensanchado a la salida del filtro acoplado se describe por la FAAC bidimensional y conocida como función de ambigüedad (FA)  $\chi(\tau, \varphi)$  [3], que teniendo en cuenta (1) se determina como:

$$\chi(\tau, \varphi) = \int_0^t \cos\left[\omega_1 \tau + \frac{\pi}{2T_e} \int_0^t a_n dx\right] \cos\left[\omega_2 (T_s - t + \tau) + \frac{\pi}{2T_e} \int_0^{T_s - t + \tau} a_n dx\right] d\tau \quad (2)$$

Cada símbolo informativo tendrá una duración de  $T_s$  y para su envío se empleará el código  $\{a_n\}$  cuyos elementos serán de duración  $T_e$ , de tal manera que la longitud total del código por símbolo de información será  $N_e = T_s / T_e$ . Al realizar la conversión de las anteriores funciones trigonométricas y desechando los miembros de la suma con frecuencia  $2\omega_i$ ,  $i=1,2$ , además aceptando que  $1/(\omega_1 + \omega_2) \ll 1$  se obtiene:

$$\chi(\tau, \varphi) = 0,5 \int_0^t \cos\left[\omega_2 (T - t) + \Delta\omega\tau + \frac{\pi}{2T_{e2}} \int_0^{T_s - t + \tau} a_n dx - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} \int_0^{\tau} a_n dx\right] d\tau$$

$$\chi(\tau, \varphi) = 0,5 \int_0^t \cos\left\{\Delta\omega\tau + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left[\int_0^{T_s - t + \tau} a_n dx - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} \int_0^{\tau} a_n dx\right]\right\} d\tau \cos[\omega_2 (t - T_s)]$$

$$+ 0,5 \int_0^t \sin\left\{\Delta\omega\tau + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left[\int_0^{T_s - t + \tau} a_n dx - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} \int_0^{\tau} a_n dx\right]\right\} d\tau \sin[\omega_2 (t - T_s)] \quad (3)$$

Donde  $\Delta\omega = |\omega_2 - \omega_1|$  es el desafinamiento de frecuencia y corresponde a la diferencia entre las frecuencias de sintonía del filtro acoplado receptor y de la señal portadora. La relación (3) se puede escribir en forma compleja:

$$\chi(\tau, \varphi) = \Re e \left\{ R(t) e^{j(\omega_0(t-T_s) + \varphi(t))} \right\}, \quad (4)$$

Donde  $R(t)$  es el módulo de la envolvente de la FAAC;  $\varphi(t)$  es la fase de la envolvente, y las cuales se pueden hallar de la expresión (3) correspondientemente como:

$$R(t) = 0,5 \sqrt{\left( \int_0^t \cos[Z(\tau) d\tau] \right)^2 + \left( \int_0^t \sin[Z(\tau) d\tau] \right)^2}$$

y 
$$\varphi(t) = \text{arctg} \frac{\int_0^t \sin[Z(\tau) d\tau]}{\int_0^t \cos[Z(\tau) d\tau]}, \text{ donde } Z(\tau) = \Delta\omega\tau + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left[ \int_0^{\tau} a_n dx - \int_0^{\tau} a_n dx \right], \quad (5)$$

## 2. Cálculo de la función de autocorrelación

Para el cálculo del módulo y la envolvente de la FAAC es necesario desarrollar las integrales en la parte derecha de  $Z(t)$  en (5). Con este fin, el intervalo de tiempo  $[0, t]$  se puede segmentar en intervalos, durante cada uno de los cuales, el valor de cada uno de los símbolos del código enviado  $\{a_n\}$  se tomará constante, así:

$$\int_0^t \cos[Z(\tau) d\tau] = \sum_{a_1, a_2=0}^k \left\{ d_1 \int_{a_1 T_{e1}}^{t - kT_{e2} + Q_2 T_{e1}} \cos[Z(\tau) d\tau] + d_2 \int_{a_1 T_{e1}}^{(Q_1+1)T_{e1}} \cos[Z(\tau) d\tau] \right\} +$$

$$\sum_{a_1, a_2=0}^{k-1} \left\{ d_3 \int_{t - kT_{e2} + Q_2 T_{e2}}^{(Q_1+1)T_{e1}} \cos[Z(\tau) d\tau] + d_4 \int_{t - kT_{e2} + Q_2 T_{e2}}^{t - kT_{e2} + (Q_2+1)T_{e2}} \cos[Z(\tau) d\tau] \right\}, \quad (6)$$

Donde  $k=\lfloor t/T_e \rfloor$  es la parte entera de la relación del parámetro del tiempo actual sobre la duración del símbolo;  $d_1, d_2, d_3$  y  $d_4$  toman los valores 0 y 1; En el caso sí se cumple la desigualdad  $(Q_1+1)T_{e1} < (t-kT_{e2}+Q_2T_{e2})$ , entonces,  $d_1=0$  y  $d_2=1$ , en caso contrario de desigualdad:  $d_1=1$  y  $d_2=0$ ; sí  $(Q_1+1)T_{e1} > (t-kT_{e2}+(Q_2+1)T_{e2})$ , entonces,  $d_3=0$  y  $d_4=1$ , en el caso contrario de desigualdad  $d_3=0$  y  $d_4=1$ .

El desarrollo de la expresión  $Z(t)$  para la primera suma en (6) es:

$$= \Delta\omega\tau + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left\{ a_{t-k+Q_2} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q_1+1} \right\} + \frac{\pi}{2} \left\{ \sum_{c=0}^{L-k+Q_2-1} (a_{c+1} - a_{L-k+Q_2}) - \sum_{c=0}^{Q_1} (a_{c+1} - a_{Q_1+1}) \right\}$$

$$Z(\tau) = \Delta\omega\tau + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left[ \int_0^{T_s-t+\tau} a_n dx - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} \int_0^t a_n dx \right], \quad (7)$$

$$\text{donde } \tau \in \begin{cases} [Q_1T_{e1}, (t - \kappa T_{e2} + Q_2T_{e2})] & d_1 = 1 \\ [Q_1T_{e1}, (Q_1 + 1)T_{e1}] & d_1 = 0 \end{cases}$$

La variable  $\ell = \lfloor T_s/T_{e1} \rfloor = \lfloor T_s/T_{e2} \rfloor$  es la cantidad de símbolos elementales en la secuencia pseudoaleatoria. De igual manera, para la segunda suma en (6) se obtiene:

$$Z(\tau) = \Delta\omega\tau + \frac{\pi\tau}{2T_{e2}} \left[ a_{t-k+Q_2+1} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q_1+1} \right] + \frac{\pi}{2} \left[ \sum_{c=0}^{L-k+Q_2} (a_{c+1} - a_{L-k+Q_2+1}) - \sum_{c=0}^{Q_1} (a_{c+1} - a_{Q_1+1}) \right] \quad (8)$$

$$\text{donde } \tau \in \begin{cases} [(Q_1 + 1)T_{e1}, (t - \kappa T_{e2} + Q_2T_{e2})] & d_3 = 1 \\ [(\ell - \kappa T_{e2} + (Q_2 + 1)T_{e2}), (t - \kappa T_{e2} + Q_2T_{e2})] & d_3 = 0 \end{cases}$$

Empleando esta clase de división de la integral (8) se obtiene:

$$\begin{aligned}
 I_1 = \int_c^t \cos[Z(\tau) d\tau] &= \sum_{Q_1=Q_2=0}^k \frac{2 \sin \left\{ \left[ \Delta\omega + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left( a_{l-k+Q_2+1} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q_1+1} \right) \right] \frac{\chi_2}{2} \right\}}{\Delta\omega + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left( a_{l-k+Q_2+1} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q_1+1} \right)} \\
 &\cdot \cos \left\{ \left[ \Delta\omega + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left( a_{l-k+Q_2} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q_1+1} \right) \right] \frac{y_1}{2} + \left[ \sum_{c=0}^{l-k+Q_2-1} (a_{c+1} - a_{l-k+Q_2}) - \sum_{c=0}^{Q_1} (a_{c+1} - a_{Q_1+1}) \right] \frac{\pi}{2} \right\} \\
 &+ \sum_{Q_1=Q_2=0}^{k-1} \frac{2 \sin \left\{ \left[ \Delta\omega + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left( a_{l-k+Q_2+1} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q_1+1} \right) \right] \frac{\chi_2}{2} \right\}}{\Delta\omega + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left( a_{l-k+Q_2+1} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q_1+1} \right)} \\
 &\cdot \cos \left\{ \left[ \Delta\omega + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left( a_{l-k+Q_2+1} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q_1+1} \right) \right] \frac{y_2}{2} + \left[ \sum_{c=0}^{l-k+Q_2} (a_{c+1} - a_{l-k+Q_2+1}) - \sum_{c=0}^{Q_1} (a_{c+1} - a_{Q_1+1}) \right] \frac{\pi}{2} \right\} \quad (9)
 \end{aligned}$$

Donde  $\chi_1$  y  $\chi_2$  son la diferencia de los límites de las integrales en la primera y segunda suma respectivamente; mientras,  $y_1$  y  $y_2$  representan su suma. Asimismo, se puede calcular la componente en cuadratura en (6).

$$\begin{aligned}
 I_1 = \int_c^t \sin[Z(\tau) d\tau] &= \sum_{Q_1=Q_2=0}^k \frac{2 \sin \left\{ \left[ \Delta\omega + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left( a_{l-k+Q_2} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q_1+1} \right) \right] \frac{\chi_1}{2} \right\}}{\Delta\omega + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left( a_{l-k+Q_2} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q_1+1} \right)} \\
 &\cdot \sin \left\{ \left[ \Delta\omega + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left( a_{l-k+Q_2} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q_1+1} \right) \right] \frac{y_1}{2} + \left[ \sum_{c=0}^{l-k+Q_2-1} (a_{c+1} - a_{l-k+Q_2}) - \sum_{c=0}^{Q_1} (a_{c+1} - a_{Q_1+1}) \right] \frac{\pi}{2} \right\}
 \end{aligned}$$

$$+ \sum_{Q_1=Q_2=0}^{k-1} \frac{2 \sin \left\{ \left[ \Delta\omega + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left( a_{l-k+Q2+1} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q1+1} \right) \right] \frac{\chi_2}{2} \right\}}{\Delta\omega + \frac{\pi}{2T_{e2}} \left( a_{l-k+Q2+1} - \frac{T_{e2}}{T_{e1}} a_{Q1+1} \right)} \quad (10)$$

De igual manera, todo el desarrollo anterior se puede llevar para el caso de las señales BPSK, donde la expresión (1) tendrá la forma:

$$S(t) = \cos \left[ \omega_1 t + (a_1 + 1) \frac{\pi}{2} \right], \quad (11)$$

y para la cual la respuesta a impulso del filtro acoplado se describe por la expresión:

$$h(t) = \cos \left[ \omega_2 (T_s - t) + (a_n - 1) \frac{\pi}{2} \right], \quad (12)$$

Los términos similares de (9) y (10) se pueden escribir para BPSK DS SS como:

$$I_{1PSK} = \sum_{Q_1=Q_2=0}^k \frac{2 \cos \left[ \left( a_{l-k+Q2} - a_{Q1+1} \right) \frac{\pi}{2} \right] \sin(\Delta\omega) \frac{\chi_1}{2} \cos(\Delta\omega) \frac{y_1}{2}}{\Delta\omega} + \sum_{Q_1=Q_2=0}^{k-1} \frac{2 \cos \left[ \left( a_{l-k+Q2+1} - a_{Q1+1} \right) \frac{\pi}{2} \right] \sin(\Delta\omega) \frac{\chi_2}{2} \cos(\Delta\omega) \frac{y_2}{2}}{\Delta\omega}, \quad (13)$$

$$I_{2PSK} = \sum_{Q_1=Q_2=0}^k \frac{2 \cos \left[ \left( a_{l-k+Q_2} - a_{Q_1+1} \right) \frac{\pi}{2} \right] \sin(\Delta\omega) \frac{\chi_1}{2} \sin(\Delta\omega) \frac{y_1}{2}}{\Delta\omega} + \sum_{Q_1=Q_2=0}^{k-1} \frac{2 \cos \left[ \left( a_{l-k+Q_2+1} - a_{Q_1+1} \right) \frac{\pi}{2} \right] \sin(\Delta\omega) \frac{\chi_2}{2} \sin(\Delta\omega) \frac{y_2}{2}}{\Delta\omega}, \quad (14)$$

donde  $T_{e1}=T_{e2}$ . En el momento de tiempo  $t=T_s$  ( $k=l$  y  $Q_1=Q_2$ ) los valores de la amplitud de la envolvente de MSK DSSS y BPSK DSSS son iguales, o sea, la amplitud pico de la FAAC de igual manera depende del valor de desafinamiento  $\Delta\omega$  en BPSK y MSK. Si se comparan (9) y (10) con (13) y (14) en caso de tener un filtro acoplado ideal, esto es cuando  $T_{e1}=T_{e2}$ ,  $Q_1=Q_2$  y  $\Delta\omega=0$ , y correspondientemente,  $d_2=d_4=0$ ,  $d_1=d_3=1$ , entonces, las expresiones (9) y (14) serán:

$$I_1 = \sum_{Q=0}^k \frac{2 \sin \left\{ \frac{\pi}{4T_c} (a_{l-k+Q} - a_{Q+1}) (t - \kappa T_c) \right\}}{\frac{\pi}{2T_c} (a_{l-k+Q} - a_{Q+1})} \cos \left\{ \frac{\pi}{4T_c} (a_{l-k+Q} - a_{Q+1}) (t - \kappa T_c) + \left[ \sum_{c=0}^{l-k+Q-1} a_{c+1} \right] \frac{\pi}{2} \right\} + \sum_{Q=0}^{k-1} \frac{2 \sin \left\{ \frac{\pi}{4T_c} (a_{l-k+Q+1} - a_{Q+1}) [(k+1)T_c - t] \right\}}{\frac{\pi}{2T_c} (a_{l-k+Q+1} - a_{Q+1})} \cos \left\{ \frac{\pi}{4T_c} (a_{l-k+Q+1} - a_{Q+1}) (t - kT_c) + \left[ \sum_{c=0}^{l-k+Q-1} a_{c+1} \right] \frac{\pi}{2} \right\} I_{1PSK} = \sum_{Q=0}^k \frac{2 \cos \left\{ \left( a_{l-k+Q} - a_{Q+1} \right) \frac{\pi}{2} \right\} (t - kT_c)}{2} + \sum_{Q=0}^{k-1} \frac{2 \cos \left\{ \left( a_{l-k+Q+1} - a_{Q+1} \right) \frac{\pi}{2} \right\} ((k+1)T_c - t)}{2} \quad (15)$$

En este caso, cada miembro de la suma (16) aproximadamente es igual al correspondiente miembro de la suma (15), esto es, la expresión (16) es una serie mayoritaria con respecto a (15). Para las componentes en cuadratura se obtiene:

$$I_2 = \sum_{Q=0}^k \frac{2 \sin \left\{ \frac{\pi}{4T_c} (a_{l-k+Q} - a_{Q+1}) (t - kT_c) \right\}}{\frac{\pi}{2T_c} (a_{l-k+Q} - a_{Q+1})} \sin \left\{ \frac{\pi}{4T_c} (a_{l-k+Q} - a_{Q+1}) (t - kT_c) + \left[ \sum_{c=0}^{l-k+Q-2} a_{c+1} \right] \frac{\pi}{2} \right\} \\ + \sum_{Q=0}^{k-1} \frac{2 \sin \left\{ \frac{\pi}{4T_c} (a_{l-k+Q+1} - a_{Q+1}) ((k+1)T_c - t) \right\}}{\frac{\pi}{2T_c} (a_{l-k+Q+1} - a_{Q+1})} \cos \left\{ \frac{\pi}{4T_c} (a_{l-k+Q+1} - a_{Q+1}) (t - kT_c) + \left[ \sum_{c=0}^{l-k+Q-1} a_{c+1} \right] \frac{\pi}{2} \right\} \quad (16)$$

Donde el término  $I_{2PSK}=0$ . De esta manera, se demuestra que el mayor valor de los picos laterales de la FAAC para una misma estructura de secuencia pseudoaleatoria serán en el caso de BPSK y MSK DS SS prácticamente iguales.

### 3. Resultados

Se llevó a cabo el modelaje y consiguiente proceso estadístico de la FAAC para señales de espectro ensanchado del tipo MSK y BPSK DS SS. Se analizaron tres diferentes casos de formación de códigos:  $m$ -secuencias (o secuencias de máxima longitud), secuencias Gold y secuencias no lineales [1]. Los cálculos se realizaron para ensambles de códigos con valores de longitud  $N_c=15, 31, 127, 255, 511, 1023, 2047, 4095$  y  $8193$ . La figura 1 muestra un ejemplo del cálculo de la envolvente de la FAAC para MSK DS SS en caso de empleo para el ensanchamiento del espectro de  $m$ - secuencias con longitud  $N_c=8193$ .

Los resultados del proceso estadístico de las señales simuladas de espectro ensanchado para las variantes de formación antes enunciados se presentan en la tabla 1. Los parámetros estadísticos de análisis de la magnitud de los picos laterales de la FAAC  $\chi(\tau, \phi)$ , fueron los siguientes: la magnitud del máximo pico lateral  $|U_{Lmax}|$ , el valor medio  $m(|U_L|)$  y la desviación estándar  $\sigma(|U_L|)$ . Los anteriores parámetros fueron calculados sin tener en cuenta los valores de su lóbulo principal y para un valor de desafinamiento del filtro  $\phi=0$ .

De la tabla 1 se puede deducir que los valores normalizados de  $|U_{Lmax}|/\sqrt{N_c}$ ,  $m(|U_L|)/\sqrt{N_c}$  y  $\sigma(|U_L|)/\sqrt{N_c}$  independiente de cual sea la longitud de la secuencia pseudoaleatoria de formación  $N_c$  se encuentran localizados en rangos de cambio relativamente angostos.

En cuanto a las secuencias pseudoaleatorias empleadas para el ensanchamiento del espectro y analizando los resultados de la tabla 1 con los obtenidos del análisis de la FAAC en [1] para secuencias sin modulación, se puede deducir que fundamentalmente las cualidades de la FAAC para las señales con espectro ensanchado de secuencia directa están dadas por la estructura de código empleado.

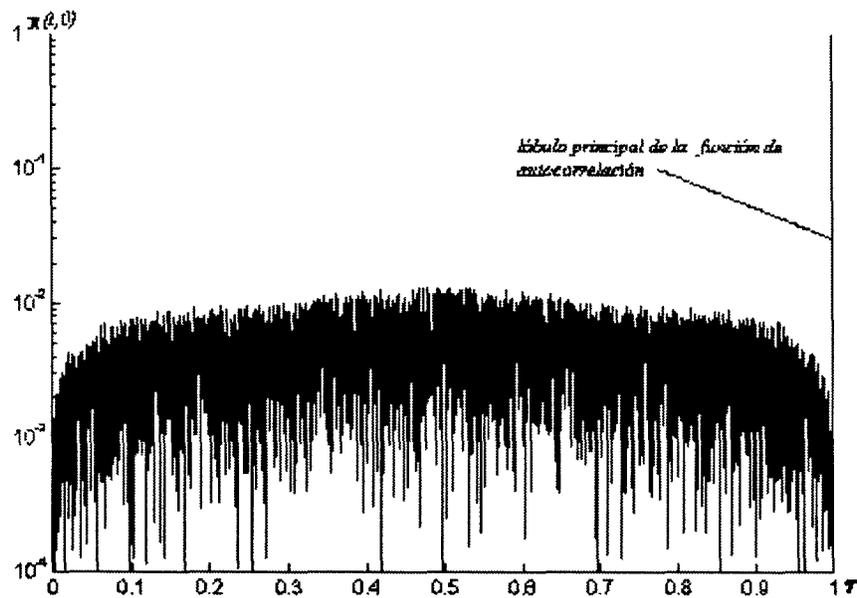
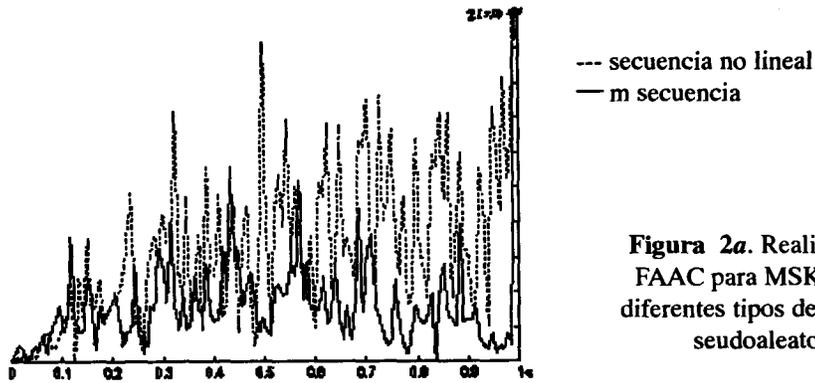


Figura 1 Función de autocorrelación de las señales MSK DSSS para una  $m$  secuencia con  $N_e = 8193$  elementos

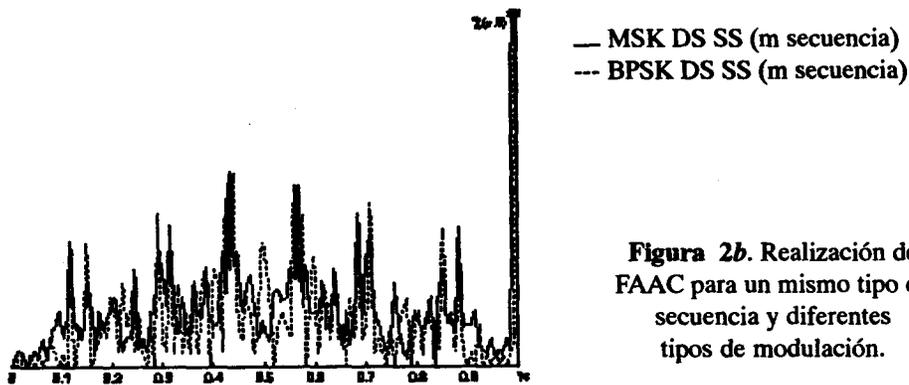
Tipo de señal con espectro ensanchado		$ U_{Lmax} /\sqrt{N_e}$	$m( U_L )/\sqrt{N_e}$	$\sigma( U_L )/\sqrt{N_e}$
<b>MSK SS</b>	$m$ -secuencia	0.97...1.18	0.35...0.38	0.23...0.25
	Gold secuencia	1.80...2.54	0.55...0.61	0.38...0.45
	Secuencia no lineal	2.40...3.20	0.58...0.68	0.43...0.51
<b>BPSK SS</b>	$m$ -secuencia	0.94...1.17	0.32...0.33	0.24...0.25
	Gold secuencia	1.78...2.53	0.48...0.53	0.38...0.47
	Secuencia no lineal	2.13...3.36	0.51...0.55	0.43...0.46

Gráficamente este hecho se representa en la figura 2.a. en que se muestran las FAAC para casos de empleo de  $m$ -secuencias y secuencias no lineales respectivamente, pero el mismo tipo de modulación (MSK). Las mejores cualidades analizadas de la FAAC se presentan para el caso del ensanchamiento del espectro con  $m$ -secuencias, luego siguen las secuencias de Gold (que son derivadas de las primeras [4]) y las peores cualidades las presentan las secuencias no lineales.

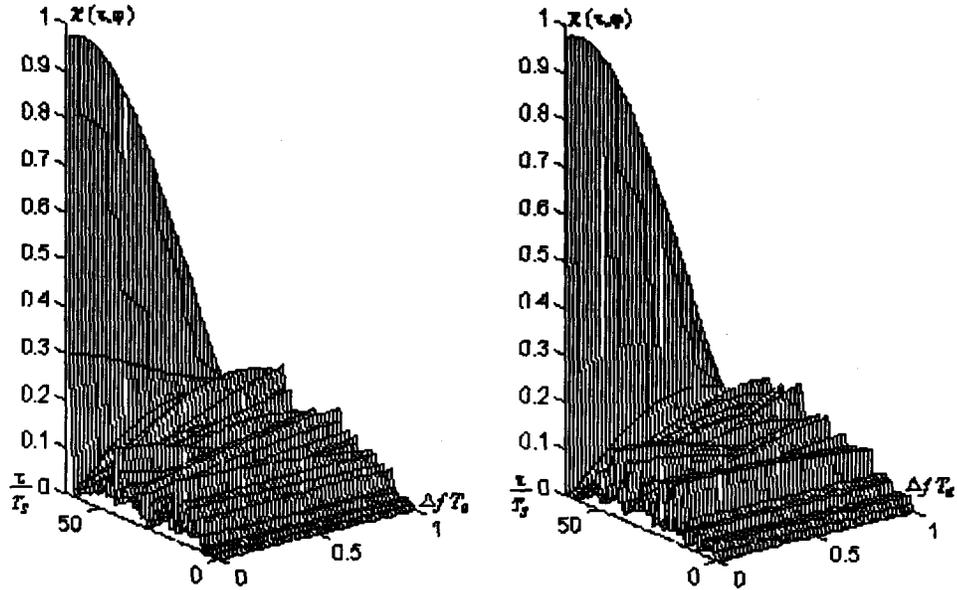
Comparando los métodos de modulación analizados (MSK y BPSK) para un mismo tipo de secuencia de ensanchamiento se puede observar que la diferencia de valores obtenidos es muy poca, tal y como se dedujo matemáticamente en el cálculo de la FAAC. Lo anterior se puede observar en la figura 2.b. en la que se muestran las FAAC en caso de empleo de la misma  $m$ -secuencia del ejemplo 2.a. pero para los tipos de modulación de portadora BPSK y MSK.



**Figura 2a.** Realización de FAAC para MSK DSSS y diferentes tipos de secuencia pseudoaleatoria.



**Figura 2b.** Realización de FAAC para un mismo tipo de secuencia y diferentes tipos de modulación.



**Figura 3.** FAAC de BPSK DS SS (izquierda) y MSK DS SS (derecha) para  $N_c=63$  y diferentes valores  $\Delta f T_c$ .

En la figura 3 se representa un ejemplo de cálculo de FAAC de la señal MSK DS SS para el caso de una  $m$ - secuencia con  $N_c=63$  elementos en presencia de diferentes valores  $\Delta f T_c$  de desafinamiento del filtro acoplado. Debido a que la FAAC es simétrica con respecto a los ejes de frecuencia y del tiempo, entonces se pueden analizar los valores obtenidos solo para un cuadrante. El resultado análisis de las cualidades de la FAAC para diferentes valores de  $\Delta f T_c$  mostró que el comportamiento medio de los picos es similar para los tipos de modulación MSK SS (figura 4.a) y BPSK SS (figura 4.b) en caso de tener una misma secuencia aleatoria empleada para el ensanchamiento del espectro. Los resultados del cálculo de  $m(|U_L|)/\sqrt{N_c}$  (en caso de emplear  $m$ - secuencias con igual longitud  $N_c$ ) muestran que en la medida que aumenta el desafinamiento del filtro acoplado aumenta también el valor medio normalizado de la magnitud de los picos laterales generando así mismo la redistribución de la energía de los picos laterales de la FAAC, lo que condiciona el aumento de los valores de  $m(|U_L|)$  y  $\sqrt{\sigma(|U_L|)}$ . Sin embargo, el mismo valor de los momentos estadísticos calculados depende de la estructura del código del ensanchamiento como puede verse para las señales MSK DS SS en las figuras 4c ( $m$ - secuencias) y 4d (secuencias no lineales).

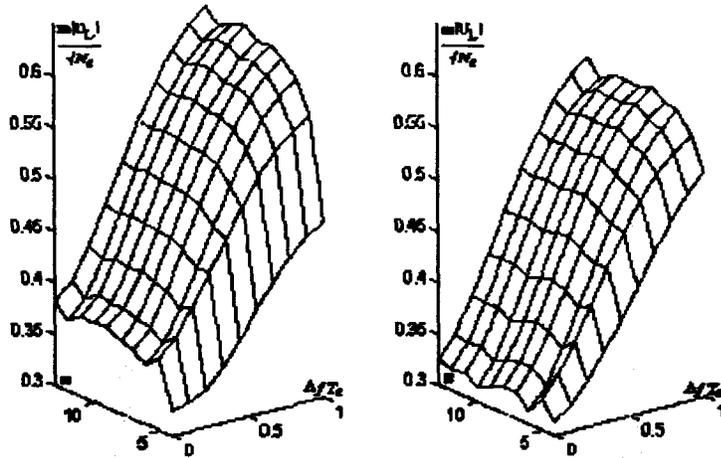


Figura 4a y 4b. Momentos estadísticos para los picos laterales de la FAAC de MSK SS

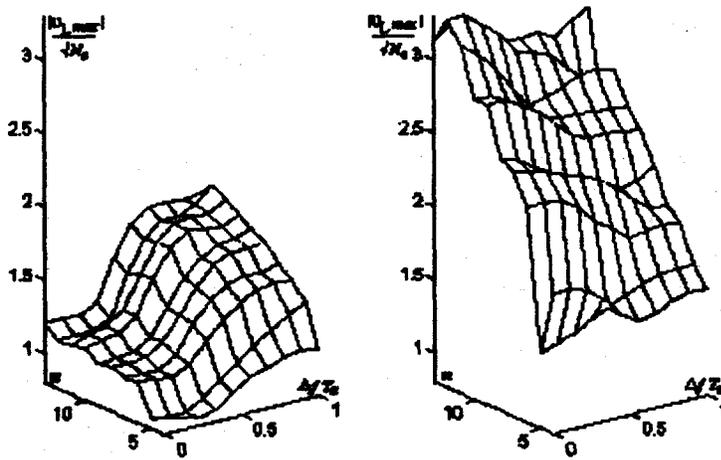


Figura 4c y 4d. Momentos estadísticos para los picos laterales de la FAAC de BPSK SS.

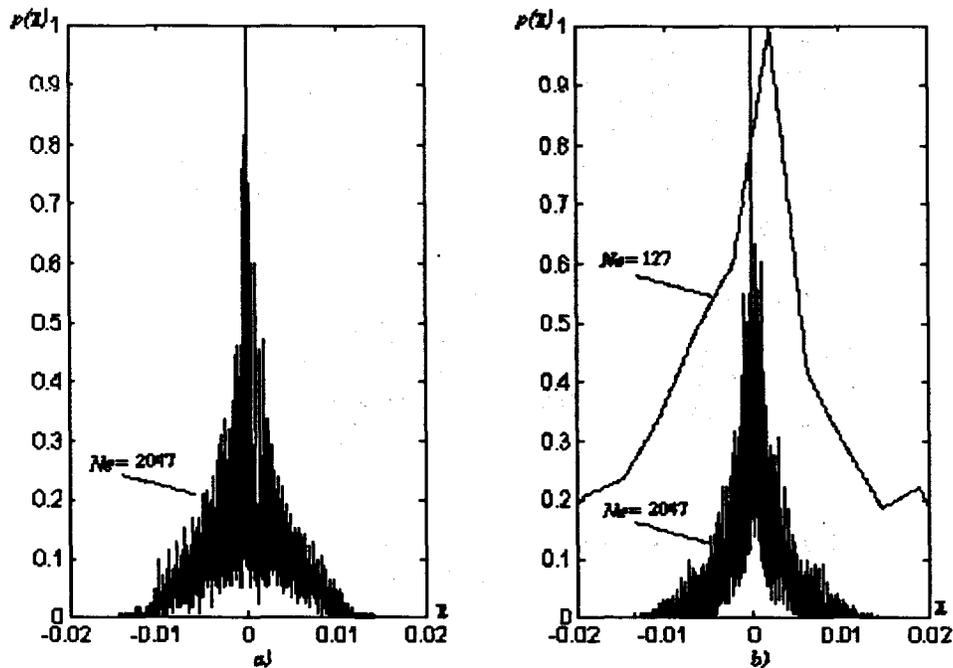


Figura 5. F.d.p. típica de los picos laterales de la FAAC para BPSK DS SS (a) y MSK DSSS (b).

En los casos de empleo señales con espectro ensanchado, cuando se analiza y calculan los índices de calidad de los dispositivos de proceso de estas señales es importante conocer el nivel de aproximación de la función distribución del proceso real resultante a la entrada del esquema de resolución, con respecto al proceso normal a medida que se aumenta  $N_c$  y la cantidad de abonados simultáneos, o sea, la cantidad de SS. En las figuras 5a y 5b se muestran los histogramas obtenidos del proceso aleatorio resultante de la FAAC para los BPSK SS y MSK SS respectivamente.

## 5. Conclusiones

- El análisis realizado permitió fundamentar el empleo de las señales MSK con espectro ensanchado en caso de formación DS en base a los filtros acoplados.
- Aunque las cualidades del lóbulo principal de la FAAC están dadas por el tipo de modulación empleada

- c. Se llevó a cabo el análisis estadístico de las características de los lóbulos laterales de las FAAC bidimensionales de MSK SS para los regímenes aperiódicos. El análisis de estas características demostró que en este sentido el desempeño de MSK SS no es peor que PSK SS.

### **BIBLIOGRAFÍA**

- [1] Castellanos G. *XIV Congreso Nacional de Ingeniería Especializada*. Análisis de códigos empleados en redes de datos con CDMA. Medellín, nov. 1995.
- [2] Castellanos G. *IX Congreso Nacional de Telecomunicaciones*. Perspectivas de modulación digital con fase continua en los sistemas de telecomunicaciones modernos, pp. 1-10, Santafé de Bogotá. Oct. 1992.
- [3] Gordon S.K. *Acoustic Waves: Devices, Imaging & Analog Signal Processing*. PH.NJ.1987
- [4] Holmes J., *Coherent Spread Spectrum Systems*. JWS. 1982.