

Estructura de procesamiento unificada para la detección de señales de comunicación y navegación en presencia de ruido blanco e interferencia por acceso múltiple

Juan Carlos Vélez Díaz*

Resumen

El propósito de este trabajo es presentar un algoritmo unificado de búsqueda y detección de señales de comunicación y navegación para ser utilizado durante la primera etapa de entrada en servicio de un módem satelital en un sistema de comunicaciones CDMA. Las características del detector y la probabilidad de detección D, teniendo en cuenta la interferencia por acceso múltiple y ruido blanco gaussiano, en una red satelital, son encontradas con la ayuda de un modelo de imitación.

Palabras claves: Detección, DS/CDMA/BPSK, GPS, GLONASS, navegación.

Abstract

The purpose of this work is to present a search-detection algorithm of communication and navigation signals, developed in an unified processing structure, used in mobile satellite receivers. The particularities of the detector and the detection characteristics for communication and navigation signals in the presence of white noise and multiple-access interference (MAI), in a satellite network, are simulated and presented.

Key words: Detection, DS/CDMA/BPSK, GPS, GLONASS, navigation.

Fecha de recepción: 6 de diciembre de 2004
Fecha de aceptación: 20 de julio de 2005

* Ingeniero en Radiocomunicaciones, Instituto de Comunicaciones de Odessa (Ucrania); Ph.D. en Radio Electrónica, Instituto de Ingeniería de Potencia (Universidad Técnica) de Moscú – MPEI(TU). Profesor del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad del Norte. Dirección postal: A.A. 1569, Barranquilla (Colombia). jcvelez@uninorte.edu.co, juancarlosvd@yahoo.com

1. INTRODUCCIÓN

Entre las exigencias de los sistemas modernos de comunicaciones se encuentra la necesidad de aprovisionamiento, como valor agregado, del servicio de navegación [1-4]. Actualmente este problema se soluciona con algoritmos de procesamiento de señales de comunicación y navegación en procesadores independientes [5-7]. Bajo el concepto de software radio es posible, como alternativa, crear estructuras unificadas de procesamiento de diferentes tipos de señales. Semejantes estructuras permiten, en gran medida, simplificar la realización de los dispositivos y disminuir los costos de fabricación de los mismos.

En este trabajo se presenta un detector unificado de señales de comunicación DS/CDMA/BPSK y señales de navegación tipo GPS y GLONASS [8-9]. Algoritmos para la detección independiente de las señales mencionadas se han desarrollado ampliamente [10-11].

El algoritmo propuesto permite la detección de señales de comunicación afectadas por bajos niveles de E_b/N_o y grandes desplazamientos de frecuencia Δf de la portadora con respecto al valor nominal, debidos a la inestabilidad de los generadores locales y al efecto Doppler. El valor mínimo de la relación E_b/N_o es 1,5 dB. Los valores de Δf se encuentran en el rango entre -4 y 4 kHz. Los valores equivalentes para las señales de navegación son 18,3 dB y ± 5 kHz respectivamente.

Se considera un sistema de comunicaciones DS/CDMA/BPSK con las siguientes características: Las tasas de transmisión R son 1,2; 2,4; 4,8 y 9,6 Kbps (la velocidad de codificación es $\frac{1}{2}$); la velocidad de transmisión de los chips para todas las velocidades es única e igual a $f_{ch} = 2,4384$ MHz. El sistema de señales pseudoaleatorias (PNS) está formado por un ensamble de códigos Gold, la longitud de cada PNS es de 127 chips. Se considera que en un momento dado el número máximo de abonados transmitiendo es de 50.

Las características de las señales de navegación están ampliamente difundidas en la literatura [8-9]. Cabe destacar que la tasa de transmisión para ambos sistemas es de 50 bps, la estructura de las tramas es similar pero con diferentes longitudes de cuadros y supercuadros. La diferencia sustancial está en las técnicas de acceso al medio. El sistema ruso GLONASS utiliza la tecnología FDMA y una familia de secuencias de longitud máxima como códigos PNS. El sistema americano GPS, en cambio, se implementa bajo una técnica de acceso CDMA con un ensamble de códigos de Gold. La velocidad de transmisión de

los chips en ambos sistemas se diferencia en un factor de 2: 0,511 MHz y 1,023 MHz para los sistemas GLONASS y GPS respectivamente.

Las características del detector y las probabilidades de detección obtenidas son validas para una probabilidad de alarma falsa F cercana a 0.01. Adicionalmente se considera que el umbral fue seleccionado bajo un esquema adaptativo, semejante al descrito en [12].

2. ALGORITMO DE BÚSQUEDA Y DETECCIÓN

En la figura 1 se muestra el diagrama funcional de la estructura unificada de detección de señales. Está compuesta de dos canales, lo que permite acelerar el proceso de búsqueda de la señal aproximadamente en dos veces. Desde el punto de vista estructural, el detector está formado por un bloque de procesamiento analógico, un formador de las componentes digitales en cuadratura (FCDC), diseñado para ser realizado en una matriz FPGA, y un procesador de señales (DSP). De esta forma, el procesamiento queda distribuido; en la parte analógica se realizan los algoritmos que exigen mayor rendimiento. Esto se refiere principalmente a la multiplicación de la PNS de referencia con la señal recibida y a la filtración preliminar, del producto obtenido, en la última frecuencia intermedia (BPF). En la matriz FPGA se realizan los algoritmos digitales que permiten formar una señal analítica en banda base con una frecuencia de discretización muy baja, por tanto exigen una velocidad media de procesamiento, lo que permite reducir las exigencias de velocidad del DSP y el volumen de operaciones en el mismo.

Para la formación de la señal banda base, en la matriz FPGA, analíticamente se sintetiza la componente en cuadratura con dos muestras consecutivas del proceso entrante, considerado como la componente en fase, según el algoritmo

$$u_c(k) \equiv u_{adc}(k) = U \cos(2\pi f_{int} t_k + \varphi_o), \quad (1)$$

$$u_c(k+1) = U \cos[2\pi f_{int}(t_k + \Delta t) + \varphi_o], \quad (2)$$

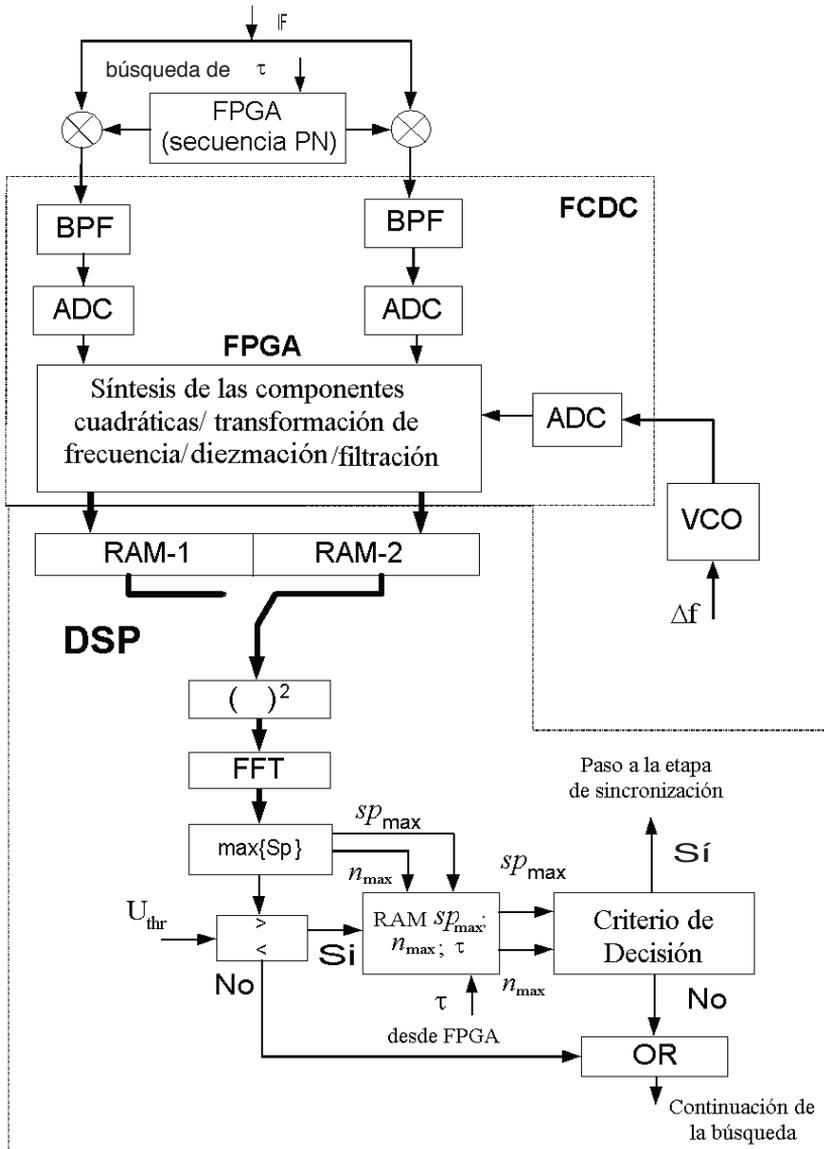


Figura 1. Diagrama Funcional de la estructura unificada de procesamiento de señales

en donde $u_{adc}(k)$ es la k-esima muestra del proceso entrante, $u_c(k)$ representa la k-esima muestra de la componente en fase de la señal, Δt es el periodo de discretización. Suponiendo, por simplicidad, $t_k=0$ obtenemos

$$u_c(k) = U \cos(\varphi_0), \quad (3)$$

$$u_c(k+1) = U \cos[1\pi f_{\text{int}} \Delta t + \varphi_0] =$$

$$= U \cos 2\pi f_{\text{int}} \Delta t \cos \varphi_0 - U \sin 2\pi f_{\text{int}} \Delta t \sin \varphi_0 = C u_c(k) - S u_s(k) \Rightarrow \quad (4)$$

$$\Rightarrow u_s(k) = [C \cdot u_c(k) - u_c(k+1)] / S$$

en donde $u_s(k)$ es la k -ésima componente en cuadratura de la señal. Los valores de los coeficientes C y S se calculan correspondientemente como $C = \cos(2\pi f_{\text{int}} / f_d)$ y $S = \sin(2\pi f_{\text{int}} / f_d)$, con f_{int} y f_d como las frecuencias intermedia y de discretización respectivamente. De manera similar se calculan las componentes cuadráticas de la señal de referencia.

Como resultado se forman los procesos digitales complejos, correspondientes a la señal recibida y a la oscilación de referencia. Seguidamente se lleva a cabo la transposición del espectro, multiplicando las componentes cuadráticas de la señal y el oscilador local (OL) en un mezclador digital complejo, y se obtienen las componentes $v_c(k)$ y $v_s(k)$, como se indica a continuación:

$$v_c(k) = u_c(k) \cdot h_c(k) + u_s(k) \cdot h_s(k) \quad (5)$$

$$v_s(k) = u_s(k) \cdot h_c(k) + u_c(k) \cdot h_s(k) \quad (6)$$

en donde $h_c(k)$ y $h_s(k)$ son las muestras de las componentes cuadráticas del OL.

Esta última operación permite reducir la frecuencia de discretización de la señal, para lo cual se implementan varios algoritmos de diezmación [13, 14]. Antes de salir de la matriz las muestras son pasadas por un filtro digital paso bajo, escogido especialmente para cada velocidad y teniendo en cuenta la máxima desviación de frecuencia de la portadora.

En el procesador se realizan propiamente las tareas concernientes a la búsqueda y detección de las diferentes señales, que incluyen la transformación no lineal de la señal compleja, elevándola al cuadrado, para eliminar la modulación PSK [15, 16], un esquema paralelo de observación, sobre todo el intervalo de incertidumbre en frecuencia, basado en el cálculo de las transformadas rápidas de Fourier (FFT) [16], un método búsqueda de tiempo de retardo τ y esquemas de toma de decisión basadas en un criterio modificado de Neyman-Pearson.

Con el objetivo de unificar los algoritmos de procesamiento, durante la recepción de las señales de navegación se utiliza el canal de procesamiento configurado para el procesamiento de la señal de comunicaciones de mínima velocidad (1,2 Kbps).

La operación de elevar al cuadrado la envolvente compleja del proceso entrante utiliza las componentes $U_c(k)$ y $U_s(k)$ de la salida de la FPGA y tiene la forma

$$\dot{y}(k) = y_c(k) + jy_s(k), \quad (7)$$

$$y_c(k) = U_c^2(k) - U_s^2(k), \quad (8)$$

$$y_s(k) = 2U_c(k) \cdot U_s(k) \quad (9)$$

en donde $y_c(k)$ y $y_s(k)$ son las muestras de las componentes real e imaginaria de la señal $\dot{y}(k)$ en la salida del bloque en mención. Seguidamente las componentes cuadráticas de la señal entran al bloque de análisis espectral, en donde se lleva a cabo el calculo del espectro complejo y su modulo normalizado $A(n)$ según las relaciones

$$\dot{S}_{\dot{y}}(n) = \sum_{k=0}^{N_{fft}-1} \dot{y}(k) e^{-j \frac{2\pi}{N_{fft}} k(n-1)} = S_c(n) + jS_s(n), \quad (10)$$

$$A(n) = \frac{\sqrt{S_c^2(n) + S_s^2(n)}}{N_{fft}}, \quad n \in [1, N_{fft}] \quad (11)$$

en donde $S_c(n)$ y $S_s(n)$ son correspondientemente las componentes real e imaginaria del espectro del proceso, N_{fft} es el valor del volumen de las transformada de Fourier. Después de calcular (11) se busca la componente espectral máxima sp_{max} y su correspondiente número del canal n_{max} que serán utilizados en el posterior análisis. En la figura 2 se muestran los espectros de amplitud de la señales de comunicación para 2 velocidades (2,a) y de navegación (2,b) en la salida del analizador de espectros.

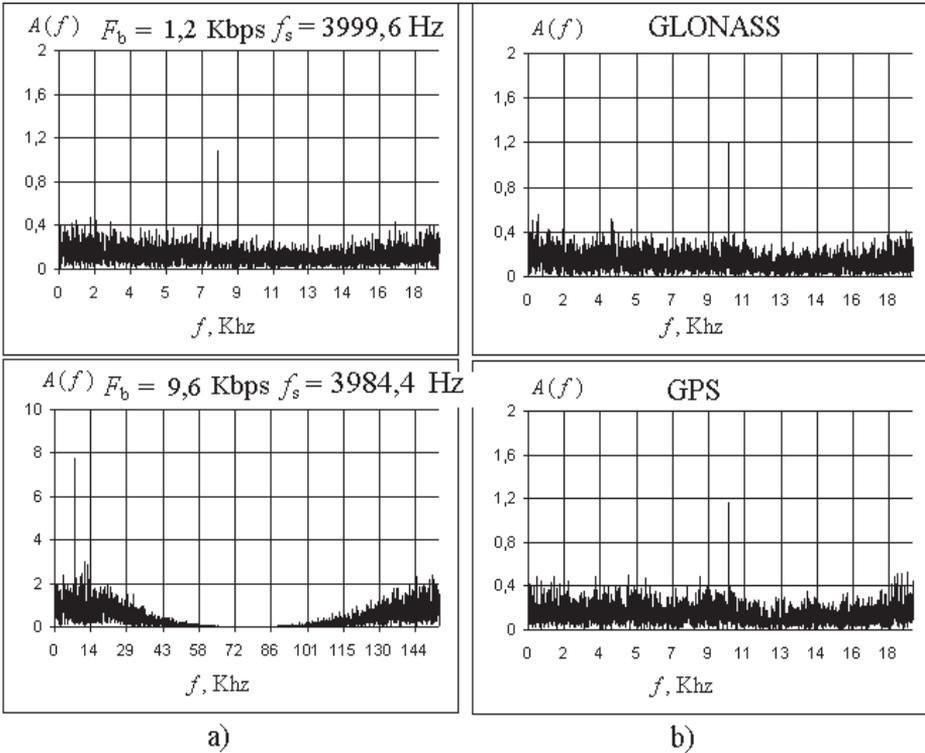


Figura 2. Espectros de una realización del proceso entrante:
a) señales de comunicaciones, b) señales de navegación

El algoritmo de búsqueda de las señales (figura 3), con estimación conjunta de Δf y tiempo de retardo τ , está basado en un método de observación paralelo-serial de τ . Dicha búsqueda se realiza por desplazamiento (en pasos discretos $\Delta\tau$) de la señal PNS de referencia. En la etapa de inicialización (bloque 1) se fija el valor del paso de búsqueda $\Delta\tau$, de los retardos iniciales de las PNS de referencia en los dos canales, el retardo para el comienzo de funcionamiento del segundo canal de búsqueda ($T_{\text{obs}}/2$, en donde T_{obs} es el intervalo de observación), el valor de frecuencia en el VCO (bloque 7), los parámetros de los filtros en la matriz FPGA (bloques 8 y 9), frecuencias de discretización f_{adc} en los ADC, direcciones de almacenamiento para los dos segmentos de memoria RAM (bloques 10 y 11), el volumen de la transformada de Fourier N_{fft} (bloque 13) y algunas arrays tecnológicas, necesarias para el correcto funcionamiento del algoritmo.

El primer paso en el algoritmo de búsqueda es la multiplicación del primer segmento de la señal en el mezclador (bloques 2 y 3); la señal obtenida es luego filtrada en el BPF (bloque 5) y procesada en la matriz FPGA (bloque 8). Las muestras complejas obtenidas en la salida de este sistema son llevadas a la memoria RAM -1 (bloque 10). Pasado el tiempo correspondiente a $T_{\text{obs}}/2$ se activa el segundo canal y las muestras del segundo segmento de observación se guardan en la memoria RAM -2 (bloque 11). De esta forma se logra un recubrimiento de $T_{\text{obs}}/2$ en los segmentos observados. Seguidamente se forman la secuencia de datos que será procesada (bloque 12), elevándola al cuadrado y completándola con ceros hasta el valor N_{fft} para aumentar la resolución en frecuencia del analizador de espectro. Luego el espectro es calculado con un algoritmo FFT (bloque 13), se busca la componente espectral de mayor valor sp_{max} (bloque 14) y su respectivo número de canal n_{max} . En el bloque 15, el valor sp_{max} es comparado con el umbral U_{thr} . Si se cumple la condición $sp_{\text{max}} < U_{\text{thr}}$ se prosigue con el análisis de un nuevo segmento de señal; para el caso contrario se genera una bandera indicadora de la primera superación del umbral, se activa un contador de estos sucesos (bloque 16) y se guardan los valores de sp_{max} , n_{max} y el respectivo índice de tiempo de retardo τ_i bajo el cual sucedió este evento. De esta forma, si se cumple la condición $sp_{\text{max}} > U_{\text{thr}}$ por primera vez, se comienzan a formar tres arrays con los datos de sp_{max} , n_{max} y τ_i en cada una de ellas respectivamente (bloque 17).

Para aumentar la confiabilidad del algoritmo se propone una repetición de la búsqueda; esta vez a la mitad de la velocidad inicial, en el campo de tiempos de retardo en donde fue superado el umbral por primera vez. Este procedimiento disminuye en gran medida la probabilidad de pérdida de la señal y prácticamente no altera el tiempo total de búsqueda, si la probabilidad de alarmas falsas es baja. Para ello se dan las dos siguientes variables: la cantidad de pasos subsiguientes de búsqueda hasta el primer retroceso (este valor es igual a 2) y la cantidad total de pasos (igual a 6) para el caso de que no se registre más la señal durante la repetición de la búsqueda, con el fin de minimizar la influencia de las falsas alarmas en la velocidad efectiva de búsqueda. De nuevo se registran los eventos $sp_{\text{max}} \geq U_{\text{thr}}$ que reafirman la presencia de la señal (bloque 19) y se almacenan los datos resultantes (sp_{max} , n_{max} , τ_i) en las respectivas arrays.

Las tres arrays formadas se analizan bajo un criterio complejo de detección. En el caso de cumplirse dicho criterio se toma la decisión acerca de la presencia de la señal, se genera un estimado del nivel de la misma, de su desplazamiento en frecuencia y de su tiempo de retardo. Seguidamente se lleva a cabo la corrección en el VCO y el generador de las PNS de referencia res-

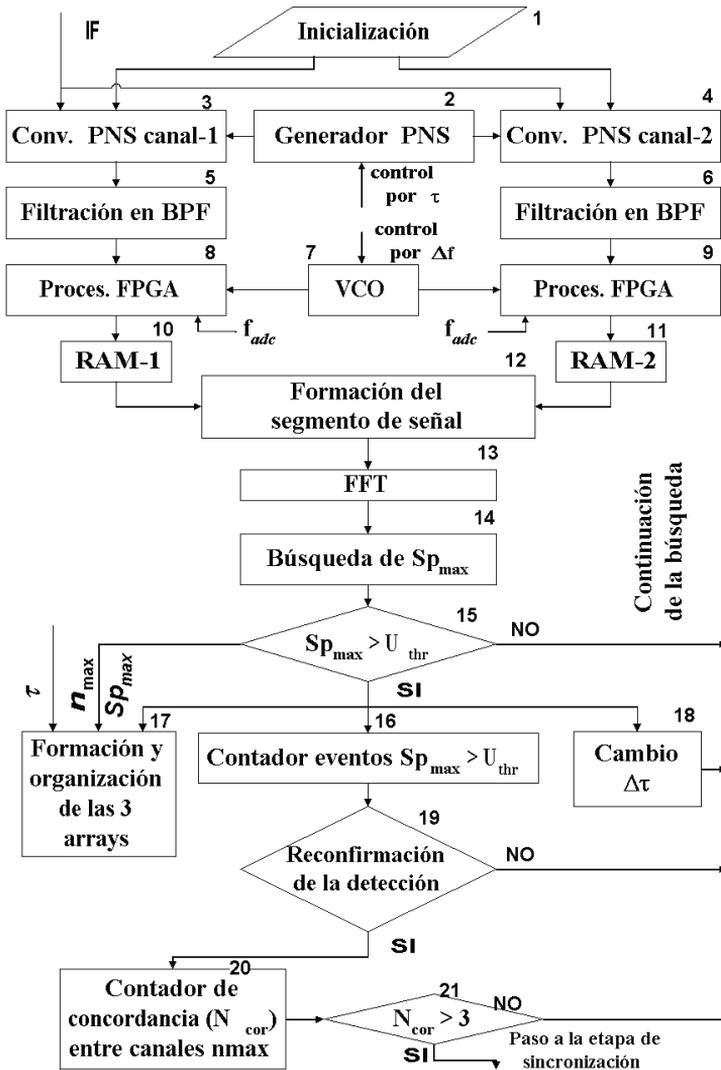


Figura 3. Algoritmo para la búsqueda del tiempo de retardo de las señales

pectivamente. Luego se da paso a la etapa de sincronización. De lo contrario se restablecen los valores iniciales y el procedimiento de búsqueda continúa hasta una nueva superación del umbral. Los valores estimados de frecuencia y tiempo de retardo se forman con los primeros elementos de las arrays formadas, correspondientes al máximo maximorum sp_{max} . El error en la estimación de estas variables son los que determinan prácticamente los anchos de banda de

ruido en los bucles de seguimiento de fase (PLL) y de tiempo de retardo (DLL), subsiguientes a la etapa de detección en el módem.

El siguiente criterio condicional mayoritario es usado en calidad de criterio final de detección: Se deben cumplir 3 eventos $sp_{\max} \geq U_{\text{thr}}$ dentro de los primeros 4 valores sp_{\max} , obtenidos como resultado del análisis espectral. Adicionalmente se debe cumplir una condición de cercanía entre los canales correspondientes n_{\max} a los máximos escogidos, según la cual los canales mencionados deben ser iguales o no diferenciarse en más de un valor discreto.

3. SIMULACIÓN Y RESULTADOS

Los valores óptimos del paso de búsqueda $\Delta\tau$ de tiempo de retardo y la longitud de segmento de señal o intervalo de observación T_{obs} necesarios para la detección confiable de la señal, teniendo en cuenta el valor mínimo de relación señal a ruido, la influencia del ruido blanco gaussiano y la interferencia por acceso múltiple fueron encontrados con la ayuda de un modelo de imitación. Estos datos se presentan en las tablas 1 y 2 para las señales de comunicación y navegación respectivamente.

Tabla 1

Parámetros del algoritmo para la detección de la señal de comunicaciones

R_v , Kbod	1,2	2,4	4,8	9,6
F_d , kHz	19,2	38,4	76,8	153,6
T_{obs} , ms	106,7	53,3	26,7	13,3
$\Delta\tau$, μs	0,051	0,051	0,051	0,051
$T_{\text{b max}}$, s	13,6	6,78	3,4	1,7
$T_{\text{b med}}$, s	6,78	3,4	1,7	0,85

En la tabla 1 también se presentan los valores de la frecuencia de discretización final F_d , los tiempos máximo $T_{\text{b max}}$ y promedio $T_{\text{b med}}$ de búsqueda de la señal.

Entre los parámetros del algoritmo para la detección de las señales de navegación (tabla 2) se encuentran: R_{bnav} es la tasa de transmisión de las señales de navegación; F_{chnav} es velocidad de transmisión de los chips para la señal en mención; F_{dnnav} es la frecuencia de discretización en la salida del FCDC; T_{nmax} y T_{nmed} son correspondientemente los tiempos máximo y promedio de búsqueda

de la señal de navegación. En el análisis de los datos obtenidos se observa que el tiempo máximo de búsqueda para estas señales no supera los 54,5 s y 109,1 s para los sistemas GLONASS y GPS respectivamente. Este valor es similar al expuesto en la literatura para receptores navegadores monocanales [8].

Tabla 2

Parámetros del algoritmo para la detección de las señales de navegación

Sistema	R_{bnav} bps	F_{chnav} MHz	F_{dnav} KHz	$\Delta\tau$, μs	$T_{s'}$ ms	$T_{\text{nmax}'}$ s	$T_{\text{nmed}'}$ s
GLONASS	50	0,511	19,2	$0,5T_{\text{chnav}}$ (0,978)	106,7	54,5	27,2
GPS	50	1,023	19,2	$0,5T_{\text{chnav}}$ (0,488)	106,7	109,1	54,5

Observemos ahora las características de detección, obtenidas como resultado de la búsqueda, de las señales de comunicación afectadas por el ruido blanco gaussiano y la interferencia multiusuario (49 abonados). En este caso se consideró igual la potencia de los usuarios interferentes y la señal útil, además los usuarios del sistema presentaron desviaciones de frecuencia, distribuidas uniformemente dentro del intervalo de $\pm 5\text{kHz}$. Los resultados obtenidos de la probabilidad de detección D , el umbral adaptativo V_{nr} , las características estadísticas básicas sp_{max} y las estimaciones de frecuencia f_s y retardo τ_s para las cuatro velocidades dadas se presentan en la tabla 3.

Tabla 3

Estadística de detección de la señal de comunicaciones mezclada con ruido blanco e interferencia multiusuario (49 abonados)

R, Kbps	D		sp_{max}	\hat{f}_s , Hz	$\hat{\tau}_{s'}$, ns
1,2 $f_s = 3999,6 \text{ Hz}$ $\tau_s = 0$	~1	media	0,99	3999,9	-1,8
		Desv. estand.	0,10	1,19	18,0
		Mínimo	0,82	3998,4	-36,0
		Máximo	1,33	4000,8	36,0
2,4 $f_s = 3986,7 \text{ Hz}$ $\tau_s = 0$	~1	media	2,12	3986,7	1,1
		Desv. estándar	0,20	2,33	16,5
		Mínimo	1,68	3984,4	-36,0
		Máximo	2,66	3989,1	36,0
4,8 $f_s = 3998,4 \text{ Hz}$ $\tau_s = 0$	~1	media	5,84	3997,1	-0,4
		Desv. estándar	0,50	4,85	9,6
		Mínimo	4,69	3993,8	-36,0
		Máximo	4,95	4003,1	36,0

$9,6$ $f_s = 3984,4 \text{ Hz}$ $\tau_s = 0$	~ 1	media	17,35	3980,3	-1,1
		Desv. estándar	1,01	10,29	15,7
		Mínimo	15,28	3975,0	-36,0
		Máximo	20,40	3993,8	36,0

El análisis de estos resultados permite concluir que la probabilidad de detección D , para la relación $E_b/N_o = 1;5 \text{ dB}$, es aproximadamente igual a 1, para todas las velocidades de transmisión, en los límites de la estadística observada (100 experimentos); la desviación estándar de la estimación de la desviación de frecuencia no supera el valor de $10^{-3}F_{\text{sym}}/2 \text{ Hz}$, donde F_{sym} es la frecuencia de repetición de los símbolos (2,4 KHz; 4,8 KHz; 9,6 KHz; 19,2 KHz); la desviación estándar de la estimación del retardo de la PNS es menor que $0,05T_{\text{ch}}$ segundos ($T_{\text{ch}} = 1/f_{\text{ch}}$).

Observemos ahora las características estadísticas de detección de las señales de navegación encontradas en el modelo de imitación. La probabilidad de detección y la estadística de sp_{max} y las estimaciones de f_s y τ_s se muestran en la tabla 4. La simulación para el sistema GLONASS se llevó a cabo teniendo en cuenta el ruido blanco; para el sistema GPS además se sumó la interferencia multiusuario de 11 abonados. La potencia de las señales interferentes, en este caso, fue igual a la potencia de la señal deseada. En ambos casos, la probabilidad de alarma falsa se mantuvo en 0,01, la desviación de frecuencia correspondió a un valor cercano a su límite 4998 Hz, el valor del retardo de la PNS de la señal fue de $T_{\text{chnav}}/4 \text{ s}$, en donde T_{chnav} es el periodo del chip de la PSN. El valor N_{fft} se escogió igual a 4.096 y el volumen de la estadística fue de 100 experimentos.

Analizando la tabla 4 se puede concluir que la probabilidad de detección en ambos casos se mantuvo cercana a 1 en los límites de la estadística dada, mientras que las desviaciones estándar de las estimaciones de la desviación de frecuencia y el retardo de la PSN se mantuvieron menores a 1,2 Hz, y $0,025T_{\text{chnav}}$ s. respectivamente.

Tabla 4

Estadística de detección de las señales de navegación mezcladas con ruido blanco e interferencia multiusuario (11 satélites para GPS)

	GLONASS, $D \cong 1$			GPS, $D \cong 1$		
	sp_{max}	$\hat{f}_s, \text{ Hz}$	$\hat{\tau}_s, \text{ ns}$	sp_{max}	$\hat{f}_s, \text{ Hz}$	$\hat{\tau}_s, \text{ ns}$
Media	1,1	4997,9	463,32	1,2	4998,0	220,7
Desv. estándar	0,1	1,17	46,8	0,1	1,17	26,4

CONCLUSIONES

Se presentó una estructura unificada de procesamiento de señales de comunicación y navegación. Los algoritmos propuestos fueron realizados en un modelo de imitación, con la ayuda del cual fueron encontrados los parámetros óptimos de funcionamiento para un mínimo tiempo de detección y la probabilidad D para las 4 velocidades dadas.

El algoritmo se probó con una relación mínima de $E_b/N_o = 1,5$ dB para las señales de comunicación y $E_b/N_o = 18,3$ dB para las señales de navegación. Según los datos obtenidos, se pueden alcanzar probabilidades de detección cercanas a la unidad para las señales mencionadas, bajo las condiciones previamente presentadas. El error en la determinación de la frecuencia crece con el aumento de la velocidad de transmisión y no supera los 18,75 Hz para $R=9,6$ Kbps. El error en el tiempo de retardo no supera los 50 ns.

Bibliografía

- [1] GORNOSTAEV, Y.M., SOKOLOV, Y.M. & NEVDIAEV, L.M. (2000). Perspectivos sistemas satelitales de comunicaciones. Moscú, MTSENTI-Centro Internacional de Información Científica y Técnica (Rus).
- [2] CAFFERY, J.J. & STÜBER, G.L. (1998). Overview of Radiolocation in CDMA Cellular Systems. *IEEE Communications Magazine*, 38-45.
- [3] ZAGAMI, J.M., PARL, S.A., BUSSGANG, J.J. & MELILLO, K.D. (1998). Providing Universal Location Services Using a Wireless E911 Location Network. *IEEE Communications Magazine*, 66-71.
- [4] ANGERMANN, M. (1999). "Navigation capabilities of future mobile communication systems – will global navigation satellite systems become obsolete?" *Proceedings of GNSS '99*, 56-59.
- [5] YARLIKOV, M.S. (2002). Preguntas acerca del aprovisionamiento de valor agregado de navegación a los abonados móviles de comunicaciones en base a los sistemas satelitales de radionavegación. Moscú, Radiotechnika, IPRZHR, (Rus).
- [6] BOEHM, K., HENTSCHEL, T., MUELLER, T., OEHLER, F. & ROHMER, G. An IF Digitizing Receiver for a Combined GPS/GSM terminal. www.inf.et.tu-dresden.de.
- [7] BOEHM, K., HENTSCHEL, T. & MUELLER, T., A GSM / GPS Receiver With a Bandpass Sigma-Delta Analog to Digital Converter. www.inf.et.tu-dresden.de.
- [8] VOLKOV, N.M., IVANOV, N.E., SALITSEV, V.A. & TIUBALIN, V.V. (1997). Sistema Global de Radionavegación Satelital GLONASS. *Zarubeynaia Radielektronika*, N° 1, 31-46.
- [9] HARISOV, V.N., PEROV, A.I. & BOLDIN, V. A. (1999). Sistema Global de Radionavegación Satelital GLONASS. Moscú, Radiotechnika, IPRZHR (Rus).
- [10] VARAKIN L.E. (1985). Sistemas de comunicación con señales de espectro extendido. Moscú, Radio y Svjaz (Rus).
- [11] ZHURAVLEV, V.I. (1986). Búsqueda y Sincronización en sistemas de banda ancha. Moscú, Radio y Svjaz (Rus).

- [12] KIM, C.J., LEE, H.J. & LEE, H.S. (1998). Adaptive acquisition of PN sequences for DSSS communications. *IEEE Transaction on communications*, vol. 46, N° 8.
- [13] PROAKIS, J.G. & MANOLAKIS, D.G. (1996). *Digital Signal Processing - Principles, Algorithms, and Applications* (3ª ed.). Prentice Hall.
- [14] HOGENAUER, E. B. (1981) "An economical class of digital filters for decimation and interpolation". *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. ASSP-29 (N° 2), 155-162.
- [15] ZHODZISHSKY, M.I. (1990). *Sistemas digitales de recepción*. Moscú, Radio y Svjaz (Rus).
- [16] SKLAR, B. (2001). *Digital Communication, Fundamentals and Applications* (2ª ed.). Nueva York: Prentice Hall.
- [17] VÉLEZ DÍAZ, J.C. & ANTONOV-ANTIPOV, Y.N. (2003). Algoritmo para el pre-procesamiento de señales BPSK orientado a tecnología FPGA en el problema de detección, 9-a CCT, IREE, 37-38 (Rus).