

## ЦИФРОВОЙ ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫЙ ДИСКРИМИНАТОР ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА

Бондаренко В.Н., Кокорин В.И., Кузьмин Е.В.

Красноярский Государственный Технический Университет

В перспективных широкополосных радионавигационных системах (РНС) с ограниченным частотным ресурсом всё большее применение находят шумоподобные сигналы (ШПС) с минимальной частотной манипуляцией, превосходящие традиционные ШПС с фазовой манипуляцией по спектральной эффективности и другим показателям [1].

Одним из основных факторов, определяющих точность РНС при фазовых методах измерения радионавигационных параметров, является точность слежения за несущей частотой принимаемых ШПС. Требование высокой точности слежения обуславливает очень малое значение шумовой полосы следящего измерителя ( $0,01 \div 0,1$ ) Гц, что усложняет захват сигнала по частоте. Для обеспечения быстрого захвата алгоритм слежения за несущей реализуется обычно в два этапа: на начальном этапе работы реализуется алгоритм частотной автоподстройки (ЧАП) с использованием частотного дискриминатора, а на заключительном этапе – алгоритм фазовой автоподстройки (ФАП) с использованием фазового дискриминатора. Структура сглаживающего фильтра систем ЧАП и ФАП выбирается в соответствии с общими для следящих измерителей критериями независимо от вида модуляции сигнала. Наиболее специфическим узлом системы слежения за несущей ШПС является дискриминатор, характеристики которого при выбранной структуре фильтра полностью определяют точность следящей системы.

В работе рассматривается цифровой частотно-фазовый дискриминатор (ЧФД) для системы слежения за несущей ШПС с минимальной частотной манипуляцией. На вход ЧФД (рис.1) поступают с шагом  $T_\Delta$  отсчёты наблюдений:

$$y_i = D(t_i - \tau_i) \cos[2\pi(f_0 + F_{\Delta i})t_i + \Theta(t_i - \tau_i) - \varphi] + n_i, \quad i = 0, 1, \dots, \quad (1)$$

где  $f_0$  – средняя частота ШПС;  $F_{\Delta i}$  – доплеровский сдвиг частоты;  $\Theta(t_i - \tau_i) = \frac{\pi T_\Delta}{2T} \sum_{k=0}^i d(t_k - \tau_k)$  – фаза ШПС, обусловленная частотной манипуляцией;  $T$  – длительность элемента ШПС;  $d(t - \tau)$  – псевдослучайная последовательность (ПСП) символов  $\pm 1$ ;  $\tau_i$  – задержка ШПС;  $\varphi$  – начальная фаза (амплитуда ШПС полагается равной единице);  $D(t_i - \tau_i)$  – навигационное сообщение (последовательность информационных символов  $\pm 1$  длительностью  $T_{II} = NT$ ,  $T_{II}$  – период повторения ШПС,  $N$  – длина ПСП);  $n_i$  – аддитивный дискретный белый шум с дисперсией  $\sigma_n^2 = N_0/2T_\Delta$ ,  $N_0$  – односторонняя спектральная плотность мощности шума приёмника.

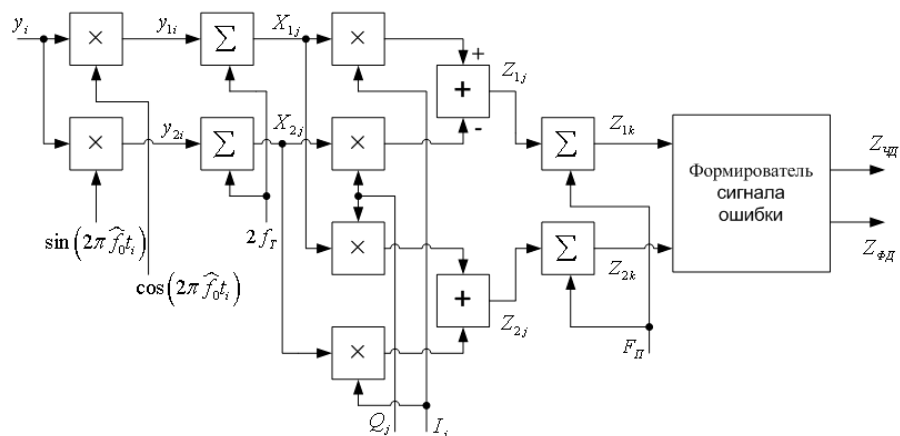


Рис. 1. Цифровой частотно-фазовый дискриминатор

На опорные входы перемножителей цифрового квадратурного преобразователя (КП 1) подаются отсчёты  $\cos(2\pi f_0 t_i)$  и  $\sin(2\pi f_0 t_i)$  ортогональных гармонических сигналов средней частоты,

формируемые цифровым синтезатором (исполнительный элемент следящей системы). Оценка  $\hat{f}_0 = f_0 + \hat{F}_0$  средней частоты формируется на каждом шаге фильтрации с дискретом  $T_{II}$ .

Квадратурные компоненты  $y_{1i}$  и  $y_{2i}$  принятого сигнала (1) поступают на цифровые интеграторы устройства поэлементной обработки (УОЭ) с временем интегрирования  $T/2 = mT_0$ ,  $m$  – целое. Синхронизация и сброс цифровых интеграторов осуществляются управляющим сигналом частоты  $2f_T = 2/T$ , вырабатываемым системой кодовой синхронизации (СКС). Результаты интегрирования

$$X_{1j} = \sum_i y_{1i} \text{ и } X_{2j} = \sum_i y_{2i}, \quad t_i \in \left[ j \frac{T}{2}; (j+1) \frac{T}{2} \right], \quad j = 0, 1, \dots, 2N-1, \quad (2)$$

поступают на входы перемножителей цифрового квадратурного преобразователя (КП 2). На опорные входы перемножителей КП 2 подаются с шагом  $T/2$  отсчёты кодовых последовательностей, формируемых системой кодовой синхронизации:

$$I_j = I(t_j - \hat{t}_j) = \cos \left[ \Theta(t_j - \hat{t}_j) \right], \quad Q_j = Q(t_j - \hat{t}_j) = \sin \left[ \Theta(t_j - \hat{t}_j) \right], \quad (3)$$

где  $\hat{t}_j$  – оценка задержки ШПС.

Результаты перемножения величин (2) с опорными синхронными кодовыми последовательностями (3) попарно объединяются, образуя квадратурные компоненты

$$Z_{1j} = X_{1j}I_j - X_{2j}Q_j, \quad Z_{2j} = X_{1j}I_j + X_{2j}Q_j. \quad (4)$$

Результаты (4) поэлементной обработки ШПС поступают на входы цифровых интеграторов квадратурного когерентного накопителя (ККН) для формирования выходных величин квадратурного коррелятора

$$Z_1 = \sum_{j=0}^{2N-1} Z_{1j}, \quad Z_2 = \sum_{j=0}^{2N-1} Z_{2j}. \quad (5)$$

Синхронизация и сброс цифровых интеграторов квадратурного когерентного накопителя осуществляются управляющим сигналом частоты  $F_{II} = 1/T_{II}$ , поступающим от СКС.

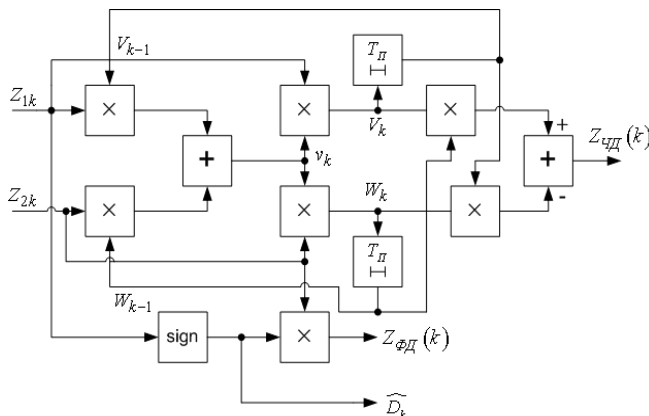


Рис. 2. Формирователь сигнала ошибки

Сигнал ошибки, пропорциональный частотному и фазовому рассогласованию принятого и опорного сигналов, формируется соответственно на выходах  $Z_{чд}$  и  $Z_{фд}$  частотно-фазового дискриминатора.

Структура формирователя сигнала ошибки приведена на схеме рис.2. Для снятия инверсной модуляции величин (5), обусловленной передачей навигационного сообщения, используется опорный сигнал, формируемый на основе сравнения знаков каждой из квадратурных составляющих на двух смежных периодах повторения ШПС (интервал передачи двух информационных символов):

$$v(k) = Z_1(k)Z_1(k-1) + Z_2(k)Z_2(k-1), \quad k = 1, 2, \dots \quad (6)$$

Сигнал ошибки, пропорциональный частотному рассогласованию, формируется в соответствии с алгоритмом

$$\left. \begin{aligned} Z_{\text{дд}}(k) &= V(k-1)W(k) - V(k)W(k-1), \\ V(k-1) &= Z_1(k-1), W(k-1) = Z_2(k-1), \\ V(k) &= Z_1(k)v(k), W(k) = Z_2(k)v(k). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Используя (6), (7) можно показать, что в отсутствие шума дискриминационная характеристика (ДХ)

$$Z(F) = \frac{1}{2}(mN)^4 \text{sinc}^4(\Delta) \sin(4\Delta), \quad (8)$$

где  $\text{sinc}(\Delta) = \sin(\Delta)/\Delta$ ,  $\Delta = \pi FT_{\Pi}$ ,  $F = F_{\delta} - \bar{F}_{\delta}$  – частотное рассогласование.

Сигнал ошибки, пропорциональный фазовому рассогласованию, формируется в соответствии с алгоритмом

$$Z_{\phi\text{д}}(k) = \text{sign}[Z_1(k)]Z_2(k), \quad (9)$$

где  $\text{sign}(x)$  – знаковая функция. Выход решающего блока (рис.2) является выходом демодулятора навигационного сообщения ( $\hat{D}_k$  – оценка информационного символа  $D_k$ ).

Используя (9) можно показать, что в отсутствие шума дискриминационная характеристика

$$Z(\varphi) = mN \text{sign}(\cos \varphi) \sin \varphi, \quad (10)$$

где  $\varphi$  – фазовое рассогласование.

На рис. 3, а представлены нормированная дискриминационная характеристика (8), которая совпадает с дискриминационной характеристикой  $\bar{Z}(F)$ , полученной методом статистического моделирования (усреднением по  $10^4$  реализациям) при отношении сигнал/шум в полосе ШПС, равном  $-40\text{дБ}$ , и длине ПСП  $N = 2^{14} - 1$  (кривая 1) и флуктуационная характеристика  $\hat{\sigma}^2(F)$  (кривая 2), полученная при тех же условиях, что и ДХ  $\bar{Z}(F)$  ( $\hat{\sigma}^2$  – выборочная дисперсия флуктуаций на выходе частотного дискриминатора).

На рис. 3, б представлены нормированные дискриминационные характеристики фазового дискриминатора в отсутствие шума (кривая 1), при отношении сигнал/шум  $-40\text{дБ}$  (кривая 2), а также – флуктуационная характеристика  $\hat{\sigma}^2(\varphi)$  (кривая 3) ( $\hat{\sigma}^2$  – выборочная дисперсия флуктуаций на выходе фазового дискриминатора).

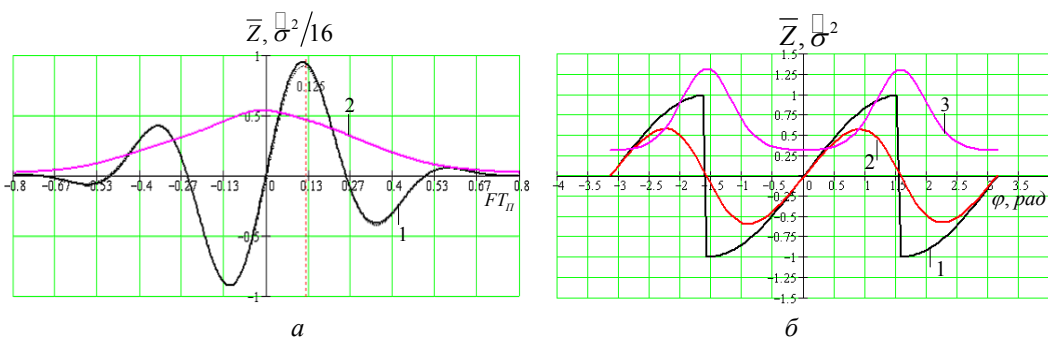


Рис. 3. Характеристики частотного и фазового дискриминаторов

При высоких требованиях к точности слежения за частотой помехоустойчивость частотно-фазового дискриминатора можно характеризовать значениями дисперсий эквивалентных частотных и фазовых флуктуаций соответственно:

$$\sigma_F^2 \approx \frac{1}{2(\pi T_{\Pi} \eta q)^2}, \quad \sigma_{\varphi}^2 \approx \frac{1}{(\eta q)^2}. \quad (11)$$

Формулы (11) записаны в предположении, что отношение сигнал/шум на выходе синфазного канала квадратурного коррелятора  $q^2 \gg 1$ , а кодовая синхронизация осуществляется с пренебрежимо малыми

ошибками. Параметр  $\eta = q/q_{opt} \approx 0,99$  ( $-0,1\text{дБ}$ ) в формулах (11) характеризует потери в помехоустойчивости, обусловленные заменой алгоритма оптимальной корреляционной обработки элементов ШПС на алгоритм «равновесовой» обработки:

$$\sum_i y_{1i} I_i \square I_j \sum_i y_{1i}, \quad \sum_i y_{2i} I_i \square I_j \sum_i y_{2i},$$

$$\sum_i y_{1i} Q_i \square Q_j \sum_i y_{1i}, \quad \sum_i y_{2i} Q_i \square Q_j \sum_i y_{2i}.$$

При отказе от упрощения алгоритма путём указанной замены (при  $\eta = 1$ ) формулы (11) определяют дисперсии оценок максимального правдоподобия для параметров  $F$  и  $\varphi$  соответственно.

Сравнение результатов расчёта дисперсий эквивалентных флуктуаций по формулам (11), а также по формулам

$$\sigma_F^2 = \frac{\sigma_{\text{чд}}^2(0)}{K_{\text{чд}}^2} \quad \text{и} \quad \sigma_\varphi^2 = \frac{\sigma_{\text{фд}}^2(0)}{K_{\text{фд}}^2} \quad (12)$$

с использованием оценок  $\sigma_{\text{чд}}^2(0)$ ,  $K_{\text{чд}}$  и  $\sigma_{\text{фд}}^2(0)$ ,  $K_{\text{фд}}$  свидетельствует о достаточно точном их совпадении – расхождение результатов составляет менее 10% при  $q^2 = 5\text{дБ}$  и асимптотически уменьшается до нуля при  $q^2 \rightarrow \infty$ . В формулах (12)  $\sigma_{\text{чд}}^2(0)$  и  $\sigma_{\text{фд}}^2(0)$  – значения флуктуационных характеристик частотного и фазового дискриминаторов при нулевых расстройках (частотной и фазовой соответственно);  $K_{\text{чд}}$  и  $K_{\text{фд}}$  – крутизна дискриминационной характеристики соответственно  $\overline{Z(F)}$  и  $\overline{Z(\varphi)}$  при  $F = 0$  и  $\varphi = 0$ .

Предложенный цифровой частотно-фазовый дискриминатор может быть использован в системах слежения за несущей частотой шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией. При незначительных энергетических потерях по сравнению с оптимальными алгоритмами ( $0,1\text{дБ}$ ) рассмотренные алгоритмы частотного и фазового дискриминирования могут быть сравнительно просто реализованы с использованием современной цифровой элементной базы (например, программируемых логических интегральных схем).

## Литература

1. Алёшечкин А.М., Бондаренко В.Н., Кокорин В.И. Перспективы применения шумоподобных сигналов в системах дальней навигации. – Труды 11-й Международной НТК «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, 2005, С.1385-1391.



## DIGITAL FREQUENCY-PHASE DISCRIMINATOR OF THE SPREAD-SPECTRUM SIGNAL

Bondarenko V., Kokorin V., Kuzmin E.

Krasnoyarsk State Technical University

The present paper contains information about digital frequency-phase discriminator designed for the tracking system. Tracking algorithm consists of two stages. At first stage frequency-tracking algorithm is realized with the help of digital frequency discriminator, at second, – phase-tracking algorithm with the help of digital phase discriminator.

Digital frequency-phase discriminator is composed by: two quadrature converters, element-by-element processing device, quadrature coherent integrator, generator of the signal-error.

Without any noise, discriminator curves are:  $Z(F) = \frac{1}{2}(mN)^4 \text{sinc}^4(\Delta) \sin(4\Delta)$ ,

$Z(\varphi) = mN \text{sign}(\cos \varphi) \sin \varphi$ , were  $N$  – length of pseudorandom sequence,  $m$  – number of stored samples,

$\text{sinc}(\Delta) = \sin(\Delta)/\Delta$ ,  $\Delta = \pi F T_{II}$ ,  $F = F_{\delta} - \hat{F}_{\delta}$  – frequency-response ( $\hat{F}_{\delta}$  – estimation of the Doppler frequency shift  $F_{\delta}$ ),  $T_{II}$  – recurrence interval;  $\text{sign}(x)$  – sign function,  $\varphi$  – phase mismatch.

With the help of statistical modeling carry out investigation of noise immunity of the digital frequency-phase discriminator. Discriminator curves are procured, for SNR equal to  $-40dB$ , and time-bandwidth product  $N = 2^{14} - 1$ .

Comparative analysis shows that variation of statistical modeling and theory do not exceed 10%.

Suggested digital frequency-phase discriminator can be used for tracking systems by carrier frequency of the spread-spectrum signals with minimum shift keying. Suggested algorithms have energy losses ( $0,1dB$ ) in comparison with optimal algorithm. This algorithms can be easily realized using nowadays digital elements, for example FPGA.

