

# КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ ДИСКРИМИНАТОР ДВУХКАНАЛЬНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА БЫСТРОФЛУКТУИРУЮЩЕГО СИГНАЛА В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С ЛИНЕЙНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

М.М. БУЛАШ<sup>1</sup>, И.Н. ДАВЫДЕНКО<sup>2</sup>, С.В. ШАЛЯПИН<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ОАО «АЛЕВКУРП», Республика Беларусь

<sup>2</sup>РНПУП «Центр радиотехники НАН Беларуси», Республика Беларусь

Поступила в редакцию 10 декабря 2017

**Аннотация.** Приведен синтез структуры квазиоптимального двухканального дискриминатора измерителя угловых координат источника быстро флуктуирующего сигнала в случае использования линейного сканирования диаграммы направленности (ДН) антенны. Показано, что данный дискриминатор может быть построен с использованием двух одноканальных классических дискриминаторов.

*Ключевые слова:* пеленгация, линейное сканирование, максимальное правдоподобие, корреляция.

**Abstract.** Considering the synthesis of the quasi-optimal two-channel discriminator structure of the angle meter of the fast fluctuating signal source for using a linear scanning of the antenna pattern. It is shown that the discriminator can be constructed by using two single-channel classical discriminators.

*Keywords:* direction finding, linear scanning, maximum likelihood, correlation.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 33-39**

**Quasi-optimal discriminator of the two-channel angular coordinates measurer of the fast fluctuating signal source in the radar with linear scanning of the antenna direction pattern**  
**M.M. Bulash, I.N. Davidenko, S.V. Shalyapin**

## Введение

В [1, 2] описан синтез и получены структурные схемы оптимального дискриминатора угломера, использующего для снижения флуктуационной ошибки второй канал с несканирующей антенной. Основным недостатком описанного варианта дискриминатора – это наличие в его составе модуля определения обратной корреляционной матрицы сигнала со сложной вычислительной процедурой, обусловленной необходимостью одновременного учета как междупериодной, так и междуканальной корреляции сигнала.

В [3] приведен синтез оптимального дискриминатора, работающего по непрерывному шумоподобному сигналу, структура которого из-за отсутствия междупериодной корреляции проще структуры дискриминатора, описанного в [2]. В настоящей статье предложен переход к еще более простой по сравнению с [3] квазиоптимальной структуре дискриминатора измерителя угловых координат, работающего по быстро флуктуирующему или по непрерывному шумоподобному сигналу.

## Синтез структуры квазиоптимального двухканального измерителя угловых координат источника быстро флуктуирующих сигналов

Пример быстро флуктуирующего импульсного сигнала на входе дискриминатора угловых координат приведен на рис. 1, а, шумоподобного сигнала – на рис. 1, б.

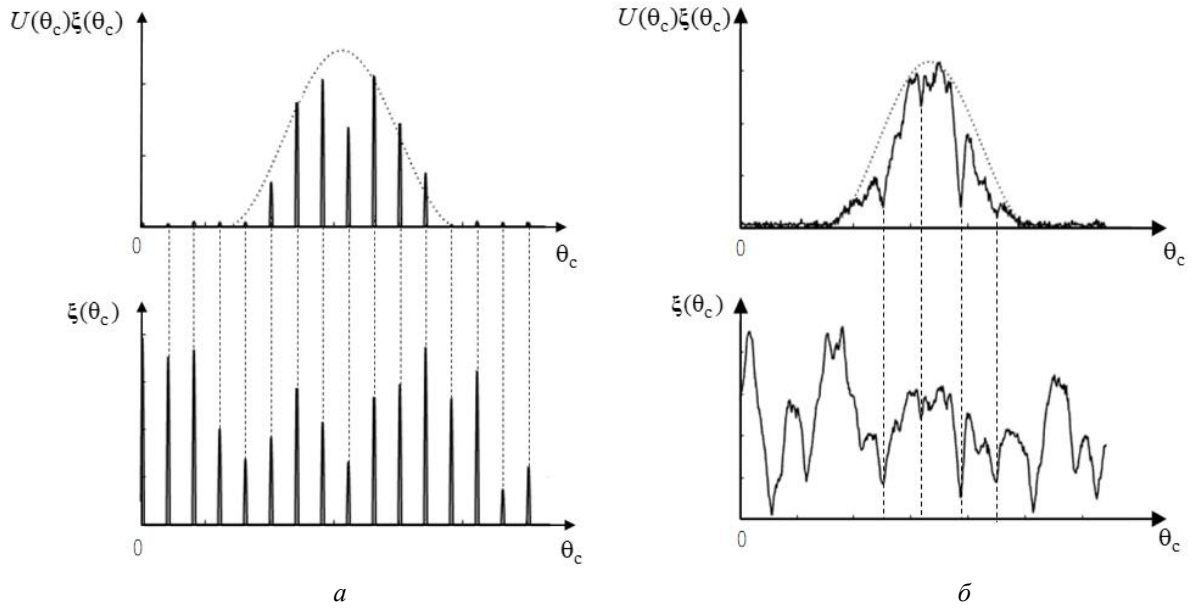


Рис. 1. Последовательности быстро флуктуирующих импульсов сигнала (а) и шумоподобного сигнала (б) на входе дискриминатора с (сверху) и без (снизу) модуляции диаграммой направленности сканирующей антенны  $U(\theta_c)$

Если между периодической корреляцией быстро флуктуирующего импульсного сигнала пренебречь, то процедура обработки этих двух сигналов будет одинаковой, за исключением времени дискретизации сигнала. Для шумоподобного сигнала период дискретизации сигнала определяется временем его корреляции, которое обратно пропорционально полосе пропускания приемника радиолокационной станции (РЛС), в то время как время дискретизации импульсного сигнала определяется периодом повторения зондирующего сигнала РЛС. Известна общая процедура оптимальной обработки флуктуирующей дискретной последовательности сигналов с использованием отношения правдоподобия [1; 2; 4, с. 166–168; 5–7], которая заключается в формировании решающей статистики:

$$Z(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \xi(\theta_{\bar{n}})) = \sum_{n=0}^{N-1} \left( \xi_n^\dagger(\theta_{\bar{n}}) \mathbf{Q}_n^{\bar{n}}(\hat{\theta}_{\bar{n}}) \xi_n(\theta_{\bar{n}}) + \alpha_n^{\bar{n}+\hat{\delta}}(\hat{\theta}_{\bar{n}}) \right) = \sum_{n=0}^{N-1} \left( \xi_n^\dagger(\theta_{\bar{n}}) \mathbf{R}_n^{\bar{n}}(\hat{\theta}_{\bar{n}})^{-1} \xi_n(\theta_{\bar{n}}) + \alpha_n^{\bar{n}+\hat{\delta}}(\hat{\theta}_{\bar{n}}) \right), \quad (1)$$

где  $n = \overline{0, N-1}$  – номер временного отсчета сигнала;  $N$  – количество отсчетов сигнала за время наблюдения цели;  $\theta_c$  – угловое положение источника сигнала;  $\hat{\theta}_{\bar{n}}$  – текущая оценка углового положения источника сигнала;  $\xi(\theta_c) = [\boldsymbol{\eta}_0(\theta_c), \boldsymbol{\eta}_1]^T$ ;  $\boldsymbol{\eta}_0(\theta_c) = [\xi_{0,0}(\theta_c), \dots, \xi_{n,0}(\theta_c), \dots, \xi_{N-1,0}(\theta_c)]^T$  – отсчеты сигнала в сканирующем канале приема, зависят от углового положения цели  $\theta_c$ ;

$\boldsymbol{\eta}_1 = [\xi_{0,1}, \dots, \xi_{n,1}, \dots, \xi_{N-1,1}]^T$  – отсчеты сигнала в несканирующем канале приема, не зависят от углового положения цели  $\theta_c$ ;

$\xi_n(\theta_c) = [\xi_{n,0}(\theta_c), \xi_{n,1}]^T$  – вектор с двумя комплексными отсчетами сигнала, полученными в один и тот же момент времени в двух каналах приема;

$$\mathbf{R}_n^{\bar{n}+\hat{\delta}}(\hat{\theta}_{\bar{n}}) = \begin{bmatrix} 2\sigma_{\delta,0}^2 + 2\sigma_{\bar{n},0}^2 |U_{n,0}(\hat{\theta}_{\bar{n}})|^2 & 2\sigma_{\bar{n},0}\sigma_{\bar{n},1} U_{n,0}(\hat{\theta}_{\bar{n}}) r_{0,1} \\ 2\sigma_{\bar{n},0}\sigma_{\bar{n},1} U_{n,0}^*(\hat{\theta}_{\bar{n}}) r_{0,1}^* & 2\sigma_{\delta,1}^2 + 2\sigma_{\bar{n},1}^2 \end{bmatrix} - \text{матрица, описывающая корреляционные}$$

свойства сигналов в двух приемных каналах для  $n$ -го отсчета времени;  $U_n(\hat{\theta}_{\bar{n}}) = u(\hat{\theta}_{\bar{n}}, n \Delta t)$  – функция, описывающая форму нормированной к единице ДН сканирующей антенны при условии, что максимум диаграммы совпадает с направлением на  $\hat{\theta}_{\bar{n}}$ ;  $\Delta t$  – период дискретизации сигнала;  $\sigma_{\phi,0}^2$  – дисперсия внутреннего шума в канале сканирующей антенны;  $\sigma_{\phi,1}^2$  – дисперсия внутреннего шума в канале несканирующей антенны;  $\sigma_{c,0}^2$  – дисперсия сигнала в канале сканирующей антенны в максимуме ДН;  $\sigma_{c,1}^2$  – дисперсия сигнала в канале несканирующей

антенны;  $r_{0,1}$  – междуканальный нормированный коэффициент корреляции;  $\alpha_n^{\hat{\theta}_n}(\hat{\theta}_n) = -\ln\left(\text{Det}\left(\mathbf{R}_n^{\hat{\theta}_n}(\hat{\theta}_n)\right)\right)$  – смещение функции правдоподобия;  $\text{Det}\left(\mathbf{R}_n^{\hat{\theta}_n}(\hat{\theta}_n)\right)$  – определитель корреляционной матрицы смеси сигнала и фона  $\mathbf{R}_n^{\hat{\theta}_n}(\hat{\theta}_n)$ .

Часто быстро флуктуирующими сигналами являются сигналы, отраженные от крупноразмерных целей, или помеховые широкополосные сигналы. В первом случае обеспечивается высокое отношение сигнал/шум, а во втором – помеха/шум. В каждом из этих случаев полезный сигнал, содержащий информацию об угловом положении объекта, существенно мощнее внутренних шумов приемника, поэтому в дальнейшем дисперсия внутренних шумов приемника будет полагаться равной нулю. Учитывая это, необходимо выбрать такую аппроксимацию ДН антенны, чтобы при любом  $\hat{\theta}_n$  дисперсия сигнала на входе дискриминатора не была равной нулю. Для этой ситуации удобно форму ДН  $U_n(\hat{\theta}_n)$  аппроксимировать действительной гауссовой кривой:

$$u(\hat{\theta}_n, n \Delta t) = \exp\left(-\frac{\pi(\hat{\theta}_n - \Omega_a n \Delta t)^2}{2\Delta\Theta_a^2}\right), \quad (2)$$

где  $\Omega_a$  – угловая скорость сканирования антенны;  $\Delta\Theta_a$  – ширина ДН антенны сканирующего канала.

С учетом того, что ДН антенны аппроксимирована действительной функцией (2), а также расписывая блок-матрицу  $\mathbf{Q}_n^{\hat{\theta}_n}(\hat{\theta}_n)$  и определитель  $\text{Det}\left(\mathbf{R}_n^{\hat{\theta}_n}(\hat{\theta}_n)\right)$ , функция правдоподобия (1) может быть развернута и представлена в виде

$$Z(\hat{\theta}_n, \xi(\theta_n)) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \sigma_{n,1}^2 |\xi_{n,0}(\theta_n)|^2 - 2\text{Re}\left(\sigma_{n,0}\sigma_{n,1}U_n(\hat{\theta}_n)r_{0,1}\xi_{n,1}\xi_{n,0}^*(\theta_n)\right) + \sigma_{n,0}^2 U_n(\hat{\theta}_n)^2 |\xi_{n,1}|^2}{2\sigma_{n,0}^2 \sigma_{n,1}^2 U_n(\hat{\theta}_n)^2 (1 - |r_{0,1}|^2)} - \sum_{n=0}^{N-1} \ln\left(U_n(\hat{\theta}_n)^2\right) - N \ln\left(4\sigma_{n,0}^2 \sigma_{n,1}^2 (1 - |r_{0,1}|^2)\right). \quad (3)$$

При условии, что длительность огибающей сигнала сканирующего канала меньше длительности выборки сигнала, второе слагаемое в (3) практически не зависит от  $\hat{\theta}_n$ , а значит и не влияет на монотонность функции (3). Третье слагаемое также не зависит от  $\hat{\theta}_n$ . Таким образом, в решающей статистике (3) вторым и третьим слагаемыми можно пренебречь. В соответствии с теми же соображениями можно пренебречь постоянными множителями в знаменателе первого слагаемого в (3). Тогда решающая статистика (3) преобразуется к виду

$$Z(\hat{\theta}_n, \xi(\theta_n)) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \sigma_{n,1}^2 |\xi_{n,0}(\theta_n)|^2 - 2\text{Re}\left(\sigma_{n,0}\sigma_{n,1}U_n(\hat{\theta}_n)r_{0,1}\xi_{n,1}\xi_{n,0}^*(\theta_n)\right) + \sigma_{n,0}^2 U_n(\hat{\theta}_n)^2 |\xi_{n,1}|^2}{U_n(\hat{\theta}_n)^2}. \quad (4)$$

Так же как и в [3], производная от функции правдоподобия по измеряемому параметру определяет структуру двухканального дискриминатора измерителя угловых координат источника непрерывного шумоподобного сигнала при линейном сканировании ДН. В результате вычисления производной приходим к выражению сигнала ошибки вида

$$D(\hat{\theta}_n, \xi(\theta_n)) = \frac{Z(\hat{\theta}_n, \xi(\theta_n))}{d\hat{\theta}_n} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \sigma_{n,1}^2 \frac{dU_n(\hat{\theta}_n)^2}{d\hat{\theta}_n} |\xi_{n,0}(\theta_n)|^2 - \sigma_{n,0} \frac{dU_n(\hat{\theta}_n)^2}{d\hat{\theta}_n} U_n(\hat{\theta}_n) \sigma_{n,1} \text{Re}\left(r_{0,1}\xi_{n,1}\xi_{n,0}^*(\theta_n)\right)}{U_n(\hat{\theta}_n)^4}. \quad (5)$$

Для оценки углового положения источника сигнала требуется найти значение  $\hat{\theta}_n$ , при котором  $D(\hat{\theta}_n, \xi(\theta_n)) = 0$ .

Знаменатель  $U_n(\hat{\theta}_n)^4$  в (5) оказывает влияние на крутизну и протяженность линейного участка дискриминационной характеристики. Однако с учетом того, что функция  $U_n(\hat{\theta}_n)^4$  всегда

положительна и симметрична относительно максимума, то она не влияет на положение нуля функции  $D(\hat{\theta}_{\bar{n}})$ , и ее, так же как и другие постоянные множители в выражении (5), можно опустить. Тогда (5) преобразуется к виду

$$D(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \xi(\theta_{\bar{n}})) = \frac{dZ(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \xi(\theta_{\bar{n}}))}{d\hat{\theta}_{\bar{n}}} = \sum_{n=0}^{N-1} \sigma_{\bar{n},1}^2 \frac{dU_n(\hat{\theta}_{\bar{n}})^2}{d\hat{\theta}_{\bar{n}}} |\xi_{n,0}(\theta_{\bar{n}})|^2 - \sigma_{\bar{n},0} \frac{dU_n(\hat{\theta}_{\bar{n}})^2}{d\hat{\theta}_{\bar{n}}} U_n(\hat{\theta}_{\bar{n}}) \sigma_{\bar{n},1} \operatorname{Re}(r_{0,1} \xi_{n,1} \xi_{n,0}^*(\theta_{\bar{n}})). \quad (6)$$

С учетом высокого отношения сигнал/шум, когда коэффициент междуканальной корреляции можно считать равным единице  $r_{0,1} \approx 1$ , и при малых ошибках измерения  $\theta_{\bar{n}} = \hat{\theta}_{\bar{n}}$  сигнал в сканирующем канале можно представить как

$$\xi_{n,0}(\theta_{\bar{n}}) \approx r_{0,1} U_n(\hat{\theta}_{\bar{n}}) \frac{\sigma_{\bar{n},0}}{\sigma_{\bar{n},1}} \xi_{n,1}. \quad (7)$$

Тогда выражение (6) преобразуется к виду

$$D(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \xi(\theta_{\bar{n}})) = \frac{dZ(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \xi(\theta_{\bar{n}}))}{d\hat{\theta}_{\bar{n}}} = \sigma_{\bar{n},1}^2 \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dU_n(\hat{\theta}_{\bar{n}})^2}{d\hat{\theta}_{\bar{n}}} |\xi_{n,0}(\theta_{\bar{n}})|^2 - |r_{0,1}|^2 \sigma_{\bar{n},0}^2 \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dU_n(\hat{\theta}_{\bar{n}})^2}{d\hat{\theta}_{\bar{n}}} |U_n(\hat{\theta}_{\bar{n}}) \xi_{n,1}|^2. \quad (8)$$

С учетом приближения (7) выражение (8) описывает структуру квазиоптимального двухканального дискриминатора угловых координат.

После введения обозначений  $\tilde{\xi}_{n,1} = U_n(\hat{\theta}_{\bar{n}}) \xi_{n,1}$ ,  $D_0(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \boldsymbol{\eta}_0(\theta_{\bar{n}})) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dU_n(\hat{\theta}_{\bar{n}})^2}{d\hat{\theta}_{\bar{n}}} |\xi_{n,0}(\theta_{\bar{n}})|^2$

и  $D_1(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \boldsymbol{\eta}_1) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dU_n(\hat{\theta}_{\bar{n}})^2}{d\hat{\theta}_{\bar{n}}} |\tilde{\xi}_{n,1}|^2$  выражение (8) преобразуется к виду

$$D(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \xi(\theta_{\bar{n}})) = \sigma_{\bar{n},1}^2 D_0(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \boldsymbol{\eta}_0(\theta_{\bar{n}})) - |r_{0,1}|^2 \sigma_{\bar{n},0}^2 D_1(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \boldsymbol{\eta}_1), \quad (9)$$

Функция  $D_0(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \boldsymbol{\eta}_0(\theta_{\bar{n}}))$  в (9) определяет сигнал ошибки на выходе одноканального (парциального) классического некогерентного дискриминатора [4, с. 392] с входным сигналом  $\xi_{n,0}(\theta_c)$ , а  $D_1(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \boldsymbol{\eta}_1)$  – сигнал ошибки второго одноканального дискриминатора, на вход которого поступает сигнал с несканирующего канала, но промодулированный функцией, описывающей ДН антенны  $\tilde{\xi}_{n,1} = U_n(\hat{\theta}_{\bar{n}}) \xi_{n,1}$ .

По соображениям, описанным ранее при переходе от (3) к (4), величина  $D_1(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \boldsymbol{\eta}_1)$ , практически не зависящая от  $\hat{\theta}_{\bar{n}}$ , может быть обозначена как  $D_1(\boldsymbol{\eta}_1) = D_1(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \boldsymbol{\eta}_1)$ . Это означает, что сигнал ошибки на выходе дискриминатора несканирующего канала определяется только флуктуациями сигнала  $\boldsymbol{\eta}_1$ . Причем в силу высокой межканальной корреляции сигналов  $\boldsymbol{\eta}_0(\theta_c)$  и  $\boldsymbol{\eta}_1$ , подобные флуктуации будут наблюдаться и в сканирующем канале приема, а значит, и вызванный этими флуктуациями сигнал ошибки на выходе дискриминатора сканирующего канала будет коррелирован с сигналом ошибки на выходе дискриминатора несканирующего канала.

Вычитание сигналов ошибки парциальных дискриминаторов в (9) приводит к компенсации общего сигнала ошибки, вызванного коррелированными флуктуациями сигнала в двух каналах приема. Таким образом, сигнал ошибки на выходе дискриминатора несканирующего канала можно считать сигналом компенсации.

Умножение в (9) сигналов ошибок парциальных дискриминаторов на дисперсии сигналов

противоположных каналов указывает на необходимость выравнивания дисперсий (мощностей) сигналов в двух каналах приема. На практике эту задачу выполняют схемы автоматической регулировки усиления (АРУ).

Умножение сигнала ошибки на выходе дискриминатора несканирующего канала на квадрат модуля коэффициента междуканальной корреляции обеспечивает снижение веса сигнала ошибки этого канала по мере снижения коэффициента корреляции. В крайнем случае, когда коэффициент междуканальной корреляции равен нулю и отсутствует физическая основа для компенсации сигнала ошибки, вызванного флуктуациями сигнала, компенсационный сигнал становится равным нулю. При этом структура дискриминатора становится подобной структуре обычного одноканального некогерентного дискриминатора.

Структурная схема двухканального квазиоптимального дискриминатора угловых координат, соответствующая выражению (9) для случая, когда  $\sigma_{c,1}^2 = \sigma_{c,0}^2$ , показана на рис. 2. Здесь

$$U_n'(\hat{\theta}_{\bar{n}}) = \frac{dU_n(\hat{\theta}_{\bar{n}})}{d\hat{\theta}_{\bar{n}}}, \text{ а блок conj выполняет комплексное сопряжение сигнала.}$$

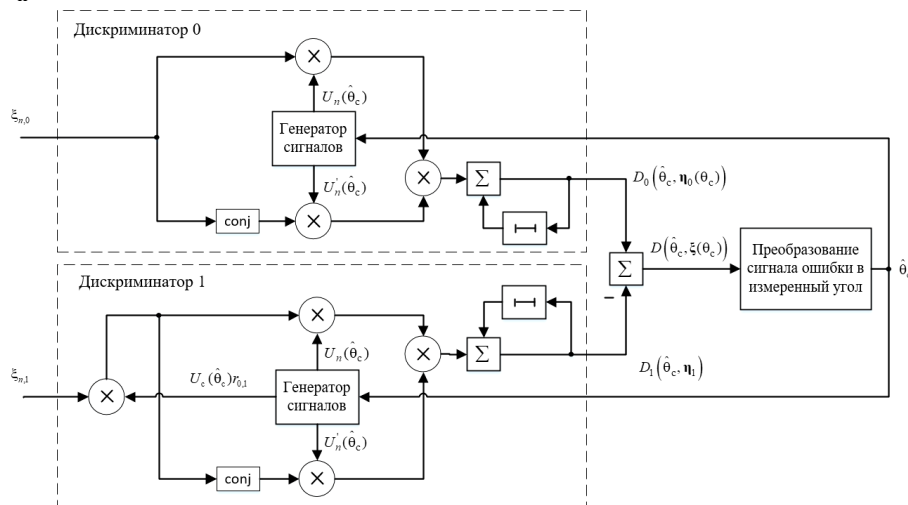


Рис. 2. Структурная схема квазиоптимального двухканального дискриминатора угловых координат при линейном сканировании ДН

Вынося подобные члены в выражении (8), можно получить следующее выражение для сигнала ошибки:

$$D(\hat{\theta}_{\bar{n}}, \xi(\theta_{\bar{n}})) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{dU_n(\hat{\theta}_{\bar{n}})}{d\hat{\theta}_{\bar{n}}} \left( \sigma_{\bar{n},1}^2 |\xi_{n,0}(\theta_{\bar{n}})|^2 - |r_{0,1}|^2 \sigma_{\bar{n},0}^2 |U_n(\hat{\theta}_{\bar{n}})\xi_{n,1}|^2 \right) = \sum_{n=0}^{N-1} 2U_n(\hat{\theta}_{\bar{n}}) \left( \sigma_{\bar{n},1} |\xi_{n,0}(\theta_{\bar{n}})| - |r_{0,1}| \sigma_{\bar{n},0} |U_n(\hat{\theta}_{\bar{n}})\xi_{n,1}| \right) \frac{dU_n(\hat{\theta}_{\bar{n}})}{d\hat{\theta}_{\bar{n}}} \left( \sigma_{\bar{n},1} |\xi_{n,0}(\theta_{\bar{n}})| + |r_{0,1}| \sigma_{\bar{n},0} |U_n(\hat{\theta}_{\bar{n}})\xi_{n,1}| \right). \quad (10)$$

Структурная схема квазиоптимального двухканального дискриминатора измерителя угловых координат, работающего по выражению (10), будет иметь вид, изображенный на рис. 3. Данная схема имеет более простую структуру, чем изображенная на рис. 2, однако требует вычисления модулей сигналов, что может оказаться достаточно ресурсоемкой процедурой.

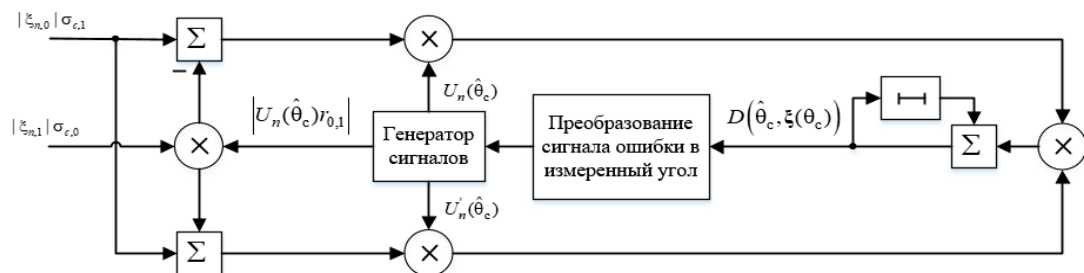


Рис. 3. Упрощенная структурная схема квазиоптимального двухканального дискриминатора угловых координат при линейном сканировании ДН

## Заклучение

В работе синтезированы структурные схемы квазиоптимального двухканального дискриминатора для источника быстро флуктуирующего сигнала при линейном сканировании ДН антенны. Сигнал несканирующего канала слабо зависит от углового положения цели, но оказывается чувствительным к флуктуациям пачки. Это позволяет снизить ошибку измерения угла путем вычитания сигналов ошибок двух парциальных дискриминаторов. Первый из которых представляет собой классический одноканальный некогерентный дискриминатор с входным сигналом от сканирующего канала приема. Второй – дискриминатор, аналогичный первому, на вход которого поступает сигнал от второго несканирующего канала, дополнительно промодулированный функцией, повторяющей форму ДН антенны сканирующего канала.

## Список литературы

1. Булаш М.М., Шаляпин С.В. Синтез оптимального двухканального угломера с линейным сканированием диаграммы направленности антенны // Докл. БГУИР. 2016. № 4 (98). С. 35–39.
2. Булаш М.М., Малевич И.Ю., Шаляпин С.В. Двухканальный измеритель угловых координат сильнофлуктуирующей цели для линейного сканирования диаграммы направленности антенны // Тез. докл. 51-й науч. конф. аспирантов, магистрантов и студентов БГУИР. Минск, 7 мая 2015 г. С. 13.
3. Булаш М.М., Шаляпин С.В. Синтез двухканального дискриминатора угломера, работающего по непрерывному помеховому сигналу при линейном сканировании диаграммы направленности антенны // Докл. БГУИР. 2017. № 5 (107). С. 19–25
4. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч.1. Основы радиолокации. М., 1983. 456 с.
5. Kurlovich V.I., Shaliapin S.V., Bashkevich V.Ya. Digital Processing of Broadband Portraits in a Detection-Recognition Filter System // Electromagnetic Waves & Electronic Systems. 1999. Vol. 4, No. 1. P. 17–27.
6. Адхам Салим Аль-Муаз, Шаляпин С.В. Устройства обработки амплитудных регулярно-коррелированных сигналов // Докл. БГУИР. 2007. № 3 (19). С. 43–49.
7. Ярмолик С.Н., Шаляпин С.В. Решение задачи распознавания классов объектов на основе быстрых алгоритмов цифровой обработки сигналов // Докл. БГУИР. 2003. Т. 1, № 3. С. 24–27.

## References

1. Bulash M.M., Shaljapin S.V. Sintez optimal'nogo dvuhkanal'nogo uglomera s linejnym skanirivaniem diagrammy napravlenosti anteny // Dokl. BGUIR. 2016. № 4 (98). S. 35–39. (in Russ.)
2. Bulash M.M., Malevich I.Ju., Shaljapin S.V. Dvuhkanal'nyj izmeritel' uglovyh koordinat sil'nofluktuirujushhej celi dlja linejnogo skanirivanija diagrammy napravlenosti anteny // Tez. dokl. 51-j nauch. konf. aspirantov, magistrantov i studentov BGUIR. Minsk, 7 maja 2015 g. S. 13. (in Russ.)
3. Bulash M.M., Shaljapin S.V. Sintez dvuhkanal'nogo diskriminatora uglomera, rabotajushhego po nepreryvnomu pomehovomu signalu pri linejnom skanirivanii diagrammy napravlenosti anteny // Dokl. BGUIR. 2017. № 5 (107). S. 19–25. (in Russ.)
4. Ohrimenko A.E. Osnovy radiolokacii i RJeB. Ch.1. Osnovy radiolokacii. M., 1983. 456 s. (in Russ.)
5. Kurlovich V.I., Shaliapin S.V., Bashkevich V.Ya. Digital Processing of Broadband Portraits in a Detection-Recognition Filter System // Electromagnetic Waves & Electronic Systems. 1999. Vol. 4, No. 1. P. 17–27. (in Russ.)
6. Adham Salim Al'-Muaz, Shaljapin S.V. Ustrojstva obrabotki amplitudnyh reguljarno-korrelirovannyh signalov // Dokl. BGUIR. 2007. № 3 (19). S. 43–49. (in Russ.)
7. Jarmolik S.N., Shaljapin S.V. Reshenie zadachi raspoznavanija klassov ob'ektov na osnove bystryh algoritmov cifrovoj obrabotki signalov // Dokl. BGUIR. 2003. T. 1, № 3. S. 24–27. (in Russ.)

### Сведения об авторах

Булаш М.М., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета.

Давыденко И.Н., к.т.н, доцент, ученый секретарь РНПУП «Центр радиотехники НАН Беларуси».

Шаляпин С.В., к.т.н, доцент, начальник научного исследовательского сектора ОАО «АЛЕВКУРП».

### Information about the authors

Bulash M.M., PG student of information radiotechnologies department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Davydenko I.N., PhD, associate professor, RRPUE «Center of radioengineering of the National Academy of Sciences of Belarus».

Shalyapin S.V., PhD, associate professor, head of scientific research sector of JSC «ALEVKURP».

### Адрес для корреспонденции

220043, Республика Беларусь,  
г. Минск, пр-т Независимости, 95, к. 7

### Address for correspondence

220043, Republic of Belarus,  
Minsk, Nezavisimosti ave. 95, building 7

ОАО «АЛЕВКУРП»  
тел. +375-25-532-27-25;  
е-mail: max.302@rambler.ru  
Булаш Максим Михайлович

JSC «ALEVKURP»  
tel. +375-25-532-27-25;  
e-mail: max.302@rambler.ru  
Bulash Maksim Mihailovich