

Методика формирования ансамблей дискретных ортогональных сигналов для перспективных систем радиосвязи

Technique for forming ensembles of discrete orthogonal signals for perspective radiocommunication systems

Сазонов / Sazonov V.

Виктор Викторович
(vmktor-sazonov@yandex.ru)
кандидат технических наук.
ФГКВОУ ВО «Военная академия связи имени
Маршала Советского Союза С. М. Буденного»
(ВАС им. С. М. Буденного) МО РФ,
доцент кафедры автоматизированных систем
специального назначения, кандидат технических наук.
г. Санкт-Петербург

Манаенко / Manaenko S.

Сергей Сергеевич
(manaenkoss@mail.ru)
кандидат технических наук.
ВАС им. С. М. Буденного,
старший преподаватель кафедры радиосвязи.
г. Санкт-Петербург

Ключевые слова: двухлучевой коротковолновый канал связи – two-beam short-wave communication channel; релейские замирания – rayleigh fading; допустимая вероятность ошибки – acceptable error probability; схема некогерентного квадратичного сложения сигналов – scheme of incoherent quadratic addition of signals; сигналы с небольшой фазой – signals with a small base; формирования сигналов по совокупности требований предъявляемым к их характеристикам – formation of signals according to the set of requirements imposed on their characteristics.

В статье решается задача формирования дискретных ортогональных сигналов для перспективных систем радиосвязи, обладающих улучшенными корреляционными характеристиками, и осуществляется оценка энергетического выигрыша от их использования.

The assembly building technique of the discrete orthogonal signals for the advanced systems of a radio communication possessing improved relative characteristics is solved and assessment of an energetic scoring from their use is carried out in article.

Актуальной проблемой в современных системах радиосвязи является проблема повышения производительности. Повышение производительности всегда связано со снижением энергетике и все возрастающим влиянием условий распространения. Одним из наиболее сложных по распространению радиоволн является коротковолновый (КВ) канал связи (КС), где является дискретное многолучевое распространение сигналов с релейскими замираниями в точке приёма. В таких КВ КС целесообразно вместо обычной схемы

некогерентной (НК) обработки использовать схему НК квадратичного сложения ансамблей дискретных ортогональных сигналов (АДОС), приходящих по лучам.

Однако известно [1, 2], что в КВ КС с многолучевостью и замираниями используемые сигналы с небольшими базами $B_s \sim 10^2$ могут приводить к нарушению условия ортогональности сигналов, то есть нулю нормированных значений: 1) автокорреляционных функций (АКФ) передаваемых сигналов с одинаковыми символами ($m = p$) $p_{11}(\tau) = 0$ при $\tau \geq \Delta t_i$, где τ – временной сдвиг анализируемого отсчета, Δt_i – относительное время запаздывания лучей; 2) взаимокорреляционной функции (ВКФ) передаваемых сигналов с разными символами ($m, p = 1$; 0 при $m \neq p$) $p_{10}(\tau) = 0$ при временном сдвиге $\tau > 0$. В этих случаях имеет место энергетический проигрыш, приводящий к невозможности обеспечить достижения допустимой вероятности ошибки ($P_{\text{ош, доп}} = 10^{-4}$) [3].

Очевидно, чтобы пренебречь влиянием боковых пиков (БП) АКФ и ВКФ, необходимо решить задачу формирования АДОС которые имели бы, при $B_s \sim 10^2$, приемлемо малые значения БП АКФ и ВКФ, при учёте спектральных и энергетических характеристик сигналов.

Проблеме формирования АДОС с требуемыми характеристиками посвящены труды Л. Е. Варакина, М. К. Размахнина, Н. Г. Дядюнова, Д. Стиффлера, Х. Ф. Хармута, В. С. Попенко. Однако методика формирования АДОС с требуемыми корреляционными свойствами, при $B_s \sim 10^2$ не предложена.

Чтобы синтезировать АДОС с $B_s \sim 10^2$, имеющий приемлемо малые значения БП АКФ и ВКФ, необходимо разработать методику их формирования с учётом вышеизложенных особенностей КВ связи.

При разработке методики формирования АДОС с $B_s \sim 10^2$ для двухлучевых (как наиболее худших) КВ КС с улучшенными корреляционными характеристи-

ками на всём интервале анализа длительности сигнала, предлагается использовать известный шестизападный многокритериальный метод, разработанный в трудах В. С. Попенко [3÷5], при этом представляя в новой форме функции, функционалы и операторы, базирующиеся на их векторно-матричной интерпретации.

Разработанная методика формирования АДЭС с улучшенными корреляционными характеристиками включает в себя следующие этапы:

1. Построение пространства моделей $\dot{S}_{i,k}$ АДЭС, представленных в виде

$$|\dot{S}_{i,k}| = \begin{bmatrix} \dot{s}_{1,1} & \dot{s}_{1,2} & \dots & \dot{s}_{1,m} \\ \dot{s}_{2,1} & \dot{s}_{2,2} & \dots & \dot{s}_{2,m} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \dot{s}_{n,1} & \dot{s}_{n,2} & \dots & \dot{s}_{n,m} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\dot{S}_{i,k} = \dot{S}_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, n$, $k = 1, 2, \dots, m$.

Вид АДЭС (1) соответствует собственным векторам бидиагональной эрмитовой матрицы (ЭМ) вида:

$$Q = \begin{pmatrix} 0 & q_{1,2} \cdot e^{j\varphi_{1,2}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ q_{2,1} \cdot e^{j\varphi_{2,1}} & 0 & q_{2,3} \cdot e^{j\varphi_{2,3}} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & q_{3,2} \cdot e^{j\varphi_{3,2}} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & q_{n-1,n} \cdot e^{j\varphi_{n-1,n}} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & q_{n,n-1} \cdot e^{j\varphi_{n,n-1}} & 0 \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где $q_{n-1,n} \cdot e^{j\varphi_{n-1,n}}$ и $q_{n,n-1} \cdot e^{j\varphi_{n,n-1}}$ – комплексно-сопряжённые коэффициенты (модули и аргументы) бидиагональной ЭМ.

2. Построение пространства характеристик $Y = \{y_1, y_2, y_3, y_4\}$.

На данном этапе задаются требования, предъявляемые двухлучевым КВ КС к характеристикам используемых АДЭС, которые могут быть сформулированы следующим образом:

– максимальное значение пик-фактора сигналов ансамбля $\left(\max_{\{i\}} \eta_i \right)$ должно быть не более величины

$$(a) - \left(\max_{\{i\}} \eta_i \leq a \right);$$

– максимальное значение относительной эффективной ширины спектра сигналов ансамбля $\left(\max_{\{i\}} \Delta J_i \right)$

должно быть не больше величины $(b) - \left(\max_{\{i\}} \Delta J_i \leq b \right)$;

– максимальный БП огибающей АКФ сигналов ансамбля $\max_{\{i\}} \rho_{i,AKФ}$ на всём интервале анализа

$(-T_s \leq \tau < -T_3$ и $T_3 < \tau \leq T_s)$ должен быть не более величины $c - \left(\max_{\{i\}} \rho_{i,AKФ} \leq c \right)$;

– максимальный БП огибающей ВКФ сигналов ансамбля $\max_{\{i\}} \rho_{i,ВКФ}$ на всём интервале анализа $(-T_s \leq \tau < 0$ и $0 < \tau \leq T_s)$ должен быть не более величины $d - \left(\max_{\{i\}} \rho_{i,ВКФ} \leq d \right)$.

На основании вышеизложенного, пространство характеристик можно представить в виде:

$$y_1 = \max_{\{i\}} \eta_i,$$

$$y_2 = \max_{\{i\}} \Delta J_i,$$

$$y_3 = \max_{\{i\}} \rho_{i,AKФ},$$

$$y_4 = \max_{\{i\}} \rho_{i,ВКФ}.$$

3. Построение оператора контроля C . Данный этап в методике осуществлён с помощью программы разработанной и реализованной в среде MatLab, которая позволила поэтапно оценивать характеристики сигналов $s_k(t)$ на предмет их соответствия накладываемым требованиям $\vec{y} = \{y_1, y_2, y_3, y_4\}$.

4. Определение регуляризатора R для оператора контроля C . Для этого решена система уравнений вида (3), что позволило представить координаты собственных векторов бидиагональной ЭМ (2) в виде (4):

$$\begin{cases} -\lambda \cdot \dot{s}_1 + q_{1,2} \cdot e^{j\varphi_{1,2}} \cdot \dot{s}_1 = 0, \\ q_{2,1} \cdot e^{j\varphi_{2,1}} \cdot \dot{s}_1 - \lambda \cdot \dot{s}_2 + q_{2,3} \cdot e^{j\varphi_{2,3}} \cdot \dot{s}_3 = 0, \\ \dots, \\ q_{n-1,n-2} \cdot e^{j\varphi_{n-1,n-2}} \cdot \dot{s}_{n-2} - \lambda \cdot \dot{s}_{n-1} + q_{n-1,n} \cdot e^{j\varphi_{n-1,n}} \cdot \dot{s}_n = 0, \\ q_{n,n-1} \cdot e^{j\varphi_{n,n-1}} \cdot \dot{s}_{n-1} - \lambda \cdot \dot{s}_n = 0, \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = \alpha, \\ \dot{s}_2 = \alpha \cdot \frac{\lambda}{q_{1,2}} \cdot e^{-j\varphi_{1,2}}, \\ \dots, \\ \dot{s}_k = (-1)^{k-1} \cdot \alpha \cdot \frac{\Delta_{k-1}}{q_{1,2} \cdot \dots \cdot q_{k-1,k}} \cdot e^{-j(\varphi_{1,2} + \dots + \varphi_{k-1,k})}, \end{cases} \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta_{k-1} = & \lambda^{k-1} - \lambda^{k-3} \cdot (q_{1,2}^2 + q_{2,3}^2 + q_{3,4}^2 + \dots + q_{k-2,k-1}^2) + \\ & + \lambda^{k-5} \cdot (q_{1,2}^2 \cdot q_{3,4}^2 \cdot \dots \cdot q_{k-4,k-3}^2 \cdot q_{k-2,k-1}^2) + \dots + \\ & + \lambda (q_{1,2}^2 \cdot q_{3,4}^2 \cdot \dots \cdot q_{k/2+1,k/2+2}^2 + \dots + q_{2,3} \cdot q_{4,5} \cdot q_{k-2,k-1}) \end{aligned}$$

– минор, составленный из элементов первых k строк и столбцов ЭМ вида (2), λ – собственное число ЭМ.

5. Построение оператора выбора терминального управления G для $N=4$

В методике данный этап осуществлен посредством доказательства ряда утверждений [6].

Утверждение 1. Для обеспечения равенства по абсолютной величине координат собственных векторов бидиагональной ЭМ N -го порядка необходимо выполнение следующего условия [6]:

$$q_{1,2} \rightarrow \lambda; q_{2,3} \rightarrow 0; q_{3,4} \rightarrow \lambda; q_{4,5} \rightarrow 0; \dots; q_{n-2,m-1} \rightarrow 0; q_{n-1,m} \rightarrow \lambda. \quad (5)$$

Утверждение 2. Относительная эффективная ширина спектра сигнала в ансамбле с учётом того, что $\sum_{k=1}^m \dot{s}_k^2 = E$, может быть определена следующим выражением [6]:

$$\Delta J = \frac{\Delta F^2}{\Delta F_0^2} = \left(\frac{T_s}{T_\Omega} \right)^2 \left[1 \pm \frac{T_\Omega}{E} \sum_{k=1}^m \frac{(-1)^{2k-3} \alpha_1^2 \cdot \Delta_{k-1} \cdot \Delta_{k-2}}{(q_{1,2} q_{2,3} \dots q_{k-2,k-1})^2 \cdot q_{k-1,k}} \cdot e^{-j\varphi_{k-1,k}} \right]. \quad (6)$$

Утверждение 3. Корреляционная функция с учётом того, что $\rho_{y,z}(r\tau) = \frac{1}{m} \sum_{k=r+1}^m \dot{s}_{y,k} \dot{s}_{z,k-r}^*$, где \dot{s}_y и \dot{s}_z – сигналы в ансамбле, представленные соответствующими координатами собственных векторов ЭМ вида (4) y и z , r – номер БП КФ, может быть определена следующим выражением [6]:

$$\rho_{y,z}(\rho\tau) = \frac{1}{m} \sum_{k=p+1}^m (-1)^{2k-p-2} \frac{\alpha^2 \cdot \Delta_{y,k-1} \cdot \Delta_{z,k-p-1}}{(q_{1,2} \cdot q_{2,3} \cdot \dots \cdot q_{k-p-1,k-p})^2} \cdot \frac{1}{q_{k-p,k-p+1} \cdot \dots \cdot q_{k-1,k}} \cdot e^{-j(\varphi_{k-p,k-p+1} + \dots + \varphi_{k-1,k})}. \quad (7)$$

6. Построение сведений о проекте $\Pi_k = R(u_k)$.

В рамках программной реализации методики синтеза АДОС с улучшенными корреляционными характеристиками разработан их алгоритм формирования, представленный на рис. 1.

При этом следует отметить, что ввод значений характеристик АДОС a, b, c, d на каждом из требований двухлучевого КВ КС y_1, y_2, y_3, y_4 выбирается, для размерности $N = 4, 8, 16$ на основе особенностей D-кодов, а для $N = 32$ – на основе ансамбля Стиффлера, как наилучшие по корреляционным характеристикам в данных размерностях.

Для примера рассмотрим процесс формирования АДОС с требуемыми корреляционными характеристиками.

Требования к характеристикам получаемого на каждом из этапов формирования АДОС размерностью 4, 8, 16, 32 заданы системами вида:

$$\begin{cases} \mathcal{Z}_1 = \{\bar{y}/y_1 = 1\}; \\ \mathcal{Z}_2 = \{\bar{y}/\bar{y} \in \mathcal{Z}_1 \wedge y_2 \approx 1,667\}; \\ \mathcal{Z}_3 = \{\bar{y}/\bar{y} \in \mathcal{Z}_2 \wedge y_3 \approx 0,3\}; \\ \mathcal{Z}_4 = \{\bar{y}/\bar{y} \in \mathcal{Z}_3 \wedge y_4 \approx 0,75\}. \end{cases} \quad (8)$$

для $N=8$

$$\begin{cases} \mathcal{Z}_1 = \{\bar{y}/y_1 = 1\}; \\ \mathcal{Z}_2 = \{\bar{y}/\bar{y} \in \mathcal{Z}_1 \wedge y_2 \approx 1,286\}; \\ \mathcal{Z}_3 = \{\bar{y}/\bar{y} \in \mathcal{Z}_2 \wedge y_3 \approx 0,375\}; \\ \mathcal{Z}_4 = \{\bar{y}/\bar{y} \in \mathcal{Z}_3 \wedge y_4 \approx 0,75\}. \end{cases} \quad (9)$$

для $N=16$

$$\begin{cases} \mathcal{Z}_1 = \{\bar{y}/y_1 = 1\}; \\ \mathcal{Z}_2 = \{\bar{y}/\bar{y} \in \mathcal{Z}_1 \wedge y_2 \approx 1,133\}; \\ \mathcal{Z}_3 = \{\bar{y}/\bar{y} \in \mathcal{Z}_2 \wedge y_3 \approx 0,313\}; \\ \mathcal{Z}_4 = \{\bar{y}/\bar{y} \in \mathcal{Z}_3 \wedge y_4 \approx 0,75\}. \end{cases} \quad (10)$$

для $N=32$

$$\begin{cases} \mathcal{Z}_1 = \{\bar{y}/y_1 = P_i^{\max}/P_i^{\min} = 1\}; \\ \mathcal{Z}_2 = \{\bar{y}/\bar{y} \in \mathcal{Z}_1 \wedge y_2 = \Delta J_i^{\max}/\Delta J_i^{\min} \leq 1,5\}; \\ \mathcal{Z}_3 = \{\bar{y}/\bar{y} \in \mathcal{Z}_2 \wedge y_3 = \rho_{mm} \leq 0,3\}; \\ \mathcal{Z}_4 = \{\bar{y}/\bar{y} \in \mathcal{Z}_3 \wedge y_4 = \rho_{mp} \leq 0,4\}. \end{cases} \quad (11)$$

Структуры сформированных АДОС с размерностями $N = 4, 8, 16$ и $N = 32$, представлены на рис. 2 и 3.

Значения характеристик y_1, y_2, y_3, y_4 известных ансамблей и сформированного АДОС (рис. 3) представлены в таблице 1.

Сравнение по помехоустойчивости приёма известных и синтезированного ансамбля произведём при допустимой вероятности ошибки в КВ КС $P_{\text{ош доп}} = 5 \cdot 10^{-2}$. Используя зависимость отношения С/Ш на выходе НК схемы обработки (W) от отношения средней энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума на её входе ($\bar{h}^2 = 2\sigma_b^2 E/N_0 = \bar{E}_r/N_0$) и максимальных значений БП АКФ ($\rho_{\max 11}$) и ВКФ ($\rho_{\max 10}$) передаваемых АДОС в следующем виде [7]:

$$W = \frac{\bar{h}^2 \left[(1 - \rho_{\max 11})^2 - \rho_{\max 10}^2 \right]}{\bar{h}^2 \rho_{\max 10}^2 + 1} \times \frac{(\bar{h}^2)^2 \left[(1 - \rho_{\max 11})^2 \rho_{\max 10}^2 + \rho_{\max 10}^4 \right] + \bar{h}^2 \left[(1 - \rho_{\max 11})^2 + 3\rho_{\max 10}^2 \right] + 2}{(\bar{h}^2)^2 \rho_{\max 10}^4 + \bar{h}^2 \left[(1 - \rho_{\max 11})^2 + 3\rho_{\max 10}^2 \right] + 2}. \quad (12)$$

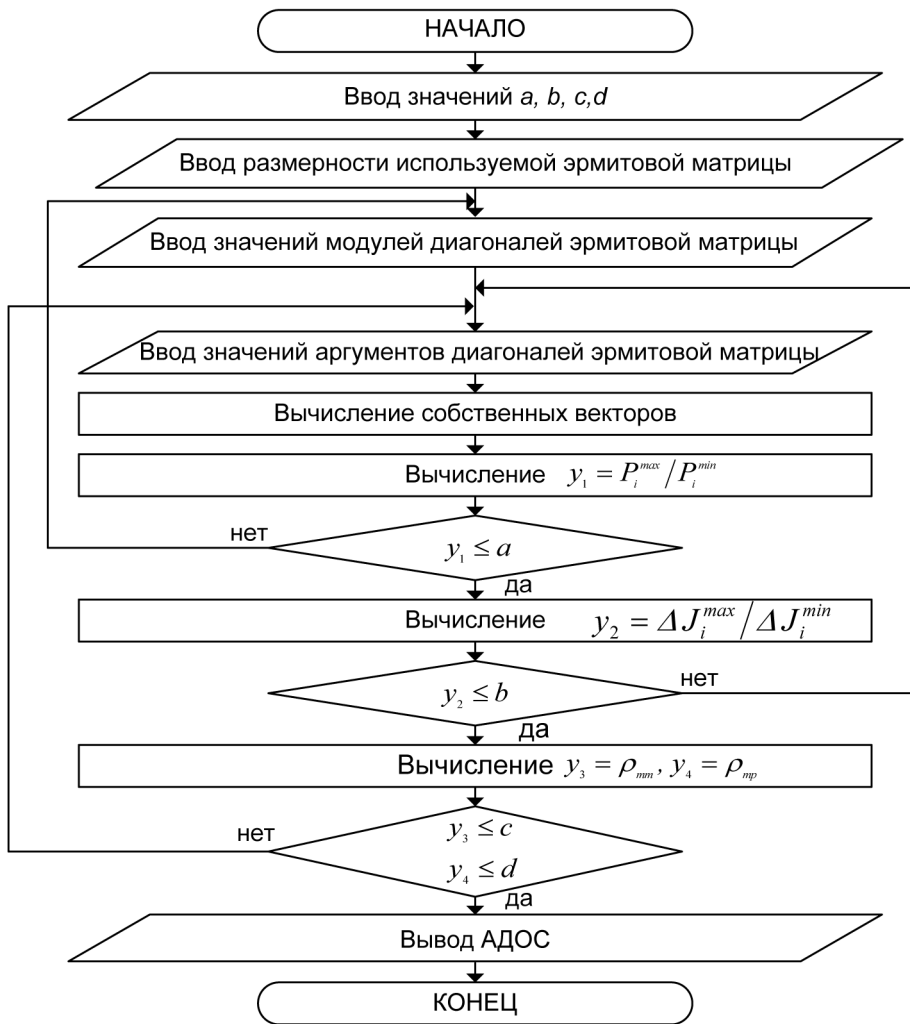


Рис. 1. Алгоритм формирования АДЭС

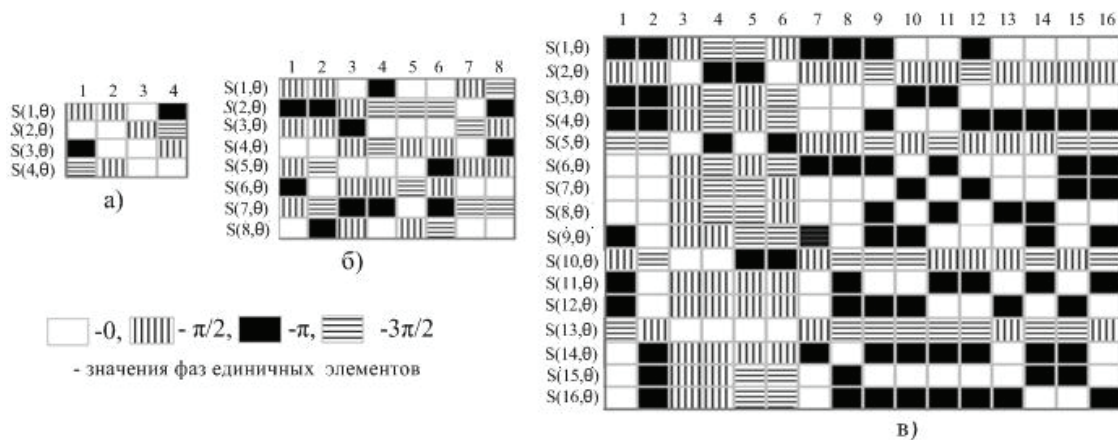


Рис. 2. Структура сформированного АДЭС
а) $N=4$, б) $N=8$, в) $N=16$

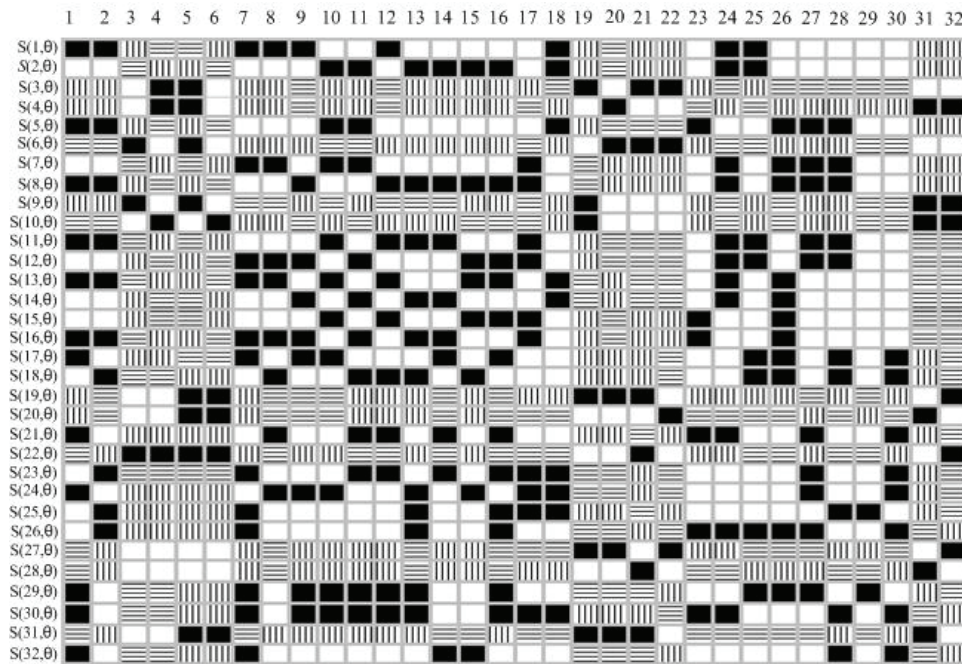


Рис. 3. Структура сформированного АДОС ($N=32$)

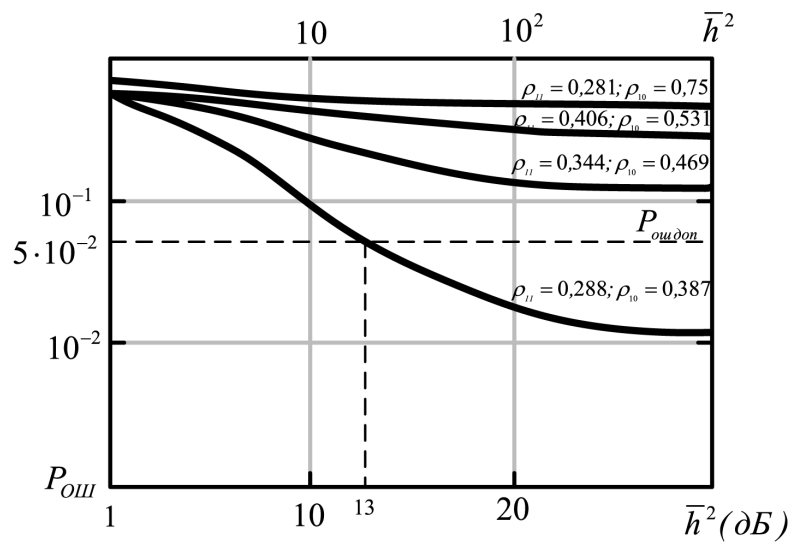


Рис. 4. Зависимости $P_{ош} = \psi(\bar{h}^2)$ для НК схемы квадратичного сложения при различных БП АКФ (ρ_{11}) и ВКФ (ρ_{10}) АДОС

Характеристики известных и сформированного АДОС

Вид ансамбля \ Характ.	y_1	y_2	y_3	y_4
Д-коды Велти	1	1,064	0,281	0,75
Л. Е. Варакин	1	1,783	0,406	0,531
Д. Стиффлер	1	1,56	0,344	0,468
Сформированный АДОС	1	1,469	0,288	0,387

Оценку помехоустойчивости схемы НК квадратичного сложения сигналов в двухлучевых КВ КС произведем по известному выражению [7]

$$P_{\text{ош}} = (3W + 4) / (W + 2)^3 \approx 3/W^2, \quad (13)$$

где зависимость $W = \psi(\bar{h}^2, \rho_{\text{max11}}, \rho_{\text{max10}})$ определяется согласно (12).

С учётом вышеизложенного зависимость $P_{\text{ош}} = \psi(\bar{h}^2; |\rho_{11\text{max}}|; |\rho_{10\text{max}}|)$ для известных ансамблей Стиффлера ($\rho_{11} = 0,344; \rho_{10} = 0,469$), Варакина ($\rho_{11} = 0,406; \rho_{10} = 0,531$) и синтезированного ($\rho_{11} = 0,288; \rho_{10} = 0,387$) с $B_s = 32$, можно представить в виде рис. 4.

Из анализа рис. 4 видно, что сформированный АДОС удовлетворяет требованиям ($P_{\text{ош доп}} = 5 \cdot 10^{-2}$), предъявляемым к качеству КВ КС (в отличие от известных), при $\bar{h}^2 = 13$ дБ.

Обобщая вышеизложенное, можно сделать вывод:
 - сформированный АДОС обладает лучшими энергетическими, спектральными, автокорреляционными и взаимокорреляционными характеристиками (таблица 1), по сравнению с известными;

- разработанная шестиступенчатая методика формирования АДОС позволяет для КВ систем радиосвязи, получать ансамбль (рис. 3) с приемлемо малыми значениями БП АКФ и ВКФ (таблица 1);

- разработанная шестиступенчатая методика формирования АДОС может быть использована для проектирования перспективных систем радиосвязи других диапазонов.

Литература

1. Андронов, И. С. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам / И. С. Андронов – М.: Сов. радио, 1971. – 408 с.
2. Кириллов, Н. Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами / Н.Е. Кириллов. – М.: Сов. радио, 1971. – 256 с.
3. Попенко, В. С. Векторный синтез ансамблей ортогональных сигналов. Ч. 1 / В.С. Попенко – Ставрополь: МО РФ, 1992. – 99 с.

4. Попенко, В. С. Векторный синтез ансамблей ортогональных сигналов. Ч. 2 / В.С. Попенко – Ставрополь: МО РФ 1993. – 131с.
5. Попенко, В. С. Векторный синтез ансамблей ортогональных сигналов. Ч. 3 / В.С. Попенко – Ставрополь: МО РФ, 1993. – 150 с.
6. Развитие теории синтеза и методов формирования ансамблей дискретных сигналов для перспективных систем радиосвязи различных диапазонов радиоволн / В.П. Пашинцев [и др.]. – М.: Физматлит, 2010. – 264 с.
7. Сазонов, В. В. Влияние корреляционных характеристик широкополосных сигналов на помехоустойчивость их приёма в многолучевых каналах связи / В.В. Сазонов, С.С. Манаенко // П-я Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. научных статей / под ред. С.М. Доценко, сост. А.Г. Валдыко, Е.А. Аникевич, Л.М. Минаков. – СПб.: СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, 2013. – С. 326–329.