По мнению авторов, применение АДОМС с изменяемой размерностью в системе передачи информации позволяет достичь требуемого уровня структурной скрытности передаваемой информации.

Подводя итог вышеизложенному, можно сказать, что структурная скрытность модифицированного способа защиты информации со стохастическим применением АДОМС, построенных на основе свойств собственных векторов БСМ, напрямую зависит от ее размерности, диапазона и шага изменения коэффициентов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Гмурман В.Е.* Теория вероятностей и математическая статистика. Учеб. пособие для вузов. Изд. 7-е, стер. – М.: Высш. шк., 2001.

2. *Жук А.П., Жук Е.П.* Способ повышения помехозащищенности систем связи с ортогональными сигналами //Инфокоммуникационные технологии. Том 3. №4. 2005. – Самара, 2005.

3. *Жук А.П., Марченко Е.А.* Повышение скрытности систем связи с ортогональными сигналами. Сборник научных трудов Ставропольского ВИС РВ. Выпуск 23. – Ставрополь: СВИС РВ, 2005.

4. *Парлетт Б.* Симметричная проблема собственных значений/Пер. с англ. – М.: Мир, 1983.

5. *Попенко В.С.* Векторный синтез ансамблей ортогональных сигналов. Ч.II. – МО, РФ, 1993.

6. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами Под ред. Г.И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1985.

А.П. Жук, В.В. Сазонов, С.И. Авдеенко
Россия, г. Ставрополь, СВИС РВ

АЛГОРИТМ ПОСТРОЕНИЯ ТРЕБУЕМОЙ ФАЗОВОЙ СТРУКТУРЫ АНСАМБЛЯ ДИСКРЕТНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ В УСИЛЕННОМ СМЫСЛЕ СИГНАЛОВ

В работах [2,3] доказано, что для всякого ортогонального базиса конечномерного комплексного пространства существует эрмитова матрица (ЭМ) Q самосопряженного оператора, собственные векторы которой составляют данный базис. Координаты собственных векторов эрмитовой матрицы в общем случае являются комплексными числами, а условие ортогональности в комплексном пространстве совпадает с условием ортогональности в усиленном смысле, представленным для дискретных аналитических комплексно-сопряжённых сигналов $\dot{x}(t)$ и $\dot{y}^*(t)$ [1]:

$$\int_0^T \dot{x}(t)\dot{y}^*(t)dt = 0, \qquad (1)$$

где $\dot{x}(t)=a(t)\cdot e^{j\psi_i(t)}$, $\dot{y}^* = b(t)\cdot e^{j\psi_j^*(t)}$, причем $a(t)=b(t)$ - амплитуды сигналов, а $\psi_i(t)$ и $\psi_j^*(t)$ соответственно фазы сигналов, причём вторая комплексно сопряжена.

Однако предложенная в [3] методика обладает недостатками, связанными прежде всего, со сложными аналитическими зависимостями фазовой $\psi(t)$ структуры синтезированных ансамблей дискретных ортогональных в усиленном смысле сигналов (АДОУСС) и коэффициентами второй диагонали ЭМ. Это требует существенных временных затрат при синтезе ансамблей с объёмом алфавита $m > 8$.

Целью статьи является разработка алгоритма построения требуемой фазовой структуры АДОУСС с объёмом алфавита $m > 8$.

Для описания координат собственных векторов бидиагональной ЭМ в полярной системе координат введём переменные a_k и ψ_k, представленные выражениями вида:

$$a_k = (-1)^{k-1} \cdot \alpha \cdot \frac{\Delta_{k-1}}{q_{1,2} \cdot q_{2,3} \cdot \ldots \cdot q_{k-1,k}}, \ \psi_k = (\varphi_{1,2} + \varphi_{2,3} + \ldots + \varphi_{k-1,\ k}), \tag{2}$$

где $k = 4,\ 5,\ ...,\ m$; $q_{1,2} \ldots q_{k-1,k}$ - модули; $\varphi_{1,2} \ldots \varphi_{k-1,\ k}$ - аргументы коэффициентов диагоналей ЭМ; Δ_{k-1} - минор, составленный из элементов первых $k-1$ строк и столбцов матрицы $|Q - \lambda E|$; α - коэффициент, выбираемый на начальном этапе определения собственных векторов.

Из анализа выражения (2) видно, что на значение a_k влияют модули $q_{k-1,k}$ коэффициентов, а на ψ_k - их аргументы $\varphi_{k-1,k}$. Следовательно, фазовая структура АДОУСС, описываемых собственными векторами бидиагональной ЭМ, определяется аргументами её диагональных коэффициентов. Поэтому, варьируя аргументами коэффициентов второй диагонали бидиагональной ЭМ, можно задавать различные значения фазовой структуры синтезируемых ансамблей сигналов с различными свойствами.

Однако, не смотря на привлекательность данной модели АДОУСС, с точки зрения полноты охвата ортогональных базисов, в реализации такого подхода для ансамблей сигналов объёмом больше четырёх возникает ряд существенных трудностей математического характера. Они связаны, прежде всего, с тем, что прямым перебором решить эту задачу достаточно сложно.

Учитывая данное обстоятельство, с целью уменьшения количества переборов значений аргументов ЭМ и сокращения объёма вычислений, рассмотрим и проанализируем структуру первого сигнала в АДОУСС

$$\vec{X}_1 = \left\{a_{1,1}e^{j\psi_{1,1}}, \ldots, a_{1,m/2-1}e^{j\psi_{1,m/2-1}}, a_{1,m/2}e^{j\psi_{1,m/2}}, a_{1,m/2+1}e^{j\psi_{1,m/2+1}}, \ldots, a_{1,m}e^{j\psi_{1,m}}\right\}. \tag{3}$$

Из анализа (3) видно, что АДОУСС, описываемый матрицей N - го порядка, можно рассматривать как ансамбль, содержащий в себе два ансамбля сигналов, представленных матрицами $N/2$ -го порядков. Причём соотношения для определения собственных векторов ансамблей сигналов $N/2$ -го порядка аналогичны первым $N/2$ соотношениям для определения собственных векторов N - го порядка. Учитывая это, можно предположить, что при условии, если первым $\left(\frac{k-1}{2}, \frac{k}{2}\right)$ диагональным коэффициентам матрицы Q N - го порядка, задающей, свои собственные векторы с координатами, равными между собой по абсолютному значению, будут тождественны по аргументам $(k-1, k)$ диагоналей коэффициентов матрицы Q $N/2$ - го порядка, тоже задающей свои собственные векторы с координатами, равными по абсолютному значению. Следовательно, первые $\left(\frac{k-1}{2}, \frac{k}{2}\right)$ координаты собственных векторов матрицы Q N -го порядка будут совпадать с координатами собственных векторов матрицы, содержащей $(k-1, k)$ коэффициентов матрицы Q $N/2$ - го порядка. Это положение, как будет показано ниже, позволит упростить алгоритм построения требуемой фазовой структуры АДОУСС.

Поскольку автокорреляционная функция (АКФ) сигнала позволяет оценить его основные свойства, в частности, максимальный боковой пик (БП) АКФ, энергетический спектр сигнала, смещение частотного спектра сигналов в ансамбле [1], то в этой связи рассмотрим АКФ m - элементного дискретного фазоманипулированного сигнала (3), описываемого собственным вектором ЭМ. Причем будем рассматривать этот сигнал как составной, состоящий из двух равных частей: первой части, включающей в себя с первого по $(m/2-1)$-й элементы сигнала, и второй части, включающей с $(m/2)$ -го по n - й элементы сигнала.

Известно [1, 2], что первый БП АКФ сигнала (3) определяется следующим образом:

$$R(1\cdot\tau)=\left(a_1e^{j\psi_1}\cdot a_2e^{j\psi_2^*}+a_2e^{j\psi_2}\cdot a_3e^{j\psi_3^*}+\ldots+a_{m/2-1}e^{j\psi_{m/2-1}}\cdot a_{m/2}e^{j\psi_{m/2}^*}\right)+$$
$$+a_{m/2}e^{j\psi_{m/2}}\cdot a_{m/2+1}e^{j\psi_{m/2+1}^*}+\left(a_{m/2+1}e^{j\psi_{m/2+1}}\cdot a_{m/2+2}e^{j\psi_{m/2+2}^*}+\ldots+a_{m-1}e^{j\psi_{m-1}}\cdot a_me^{j\psi_m^*}\right) \quad (4)$$

Слагаемые, заключенные в первые круглые скобки, представляют собой первый БП АКФ первой части сигнала (3). Слагаемые, заключенные во вторые круглые скобки, представляют собой первый БП АКФ второй части сигнала (3), а свободное слагаемое – это $(m-1)$-й БП взаимокорреляционная функции (ВКФ) первой и второй частей сигнала (3).

Обозначим:

первый БП АКФ первой части сигнала

$$R_1(1\cdot\tau)=a_1e^{j\psi_1}\cdot a_2e^{j\psi_2^*}+a_2e^{j\psi_2}\cdot a_3e^{j\psi_3^*}+\ldots+a_{m/2-1}e^{j\psi_{m/2-1}}\cdot a_{m/2}e^{j\psi_{m/2}^*}, \quad (5)$$

первый БП АКФ второй части сигнала

$$R_2(1\cdot\tau)=a_{m/2+1}e^{j\psi_{m/2+1}}\cdot a_{m/2+2}e^{j\psi_{m/2+2}^*}+a_{m/2+2}e^{j\psi_{m/2+2}}\times$$
$$\times a_{m/2+3}e^{j\psi_{m/2+3}^*}+\ldots+a_{m-1}e^{j\psi_{m-1}}\cdot a_me^{j\psi_m^*}, \quad (6)$$

$[(m-1)\cdot\tau]$ - й БП первой и второй частей сигнала

$$R_{1,2}[(m-1)\cdot\tau]=a_{m/2}e^{j\psi_{m/2}}\cdot a_{m/2+1}e^{j\psi_{m/2+1}^*}. \quad (7)$$

На основании выражений (5)-(7) представим (4) в следующем виде:

$$R(1\cdot\tau)=R_1(1\cdot\tau)+R_2(1\cdot\tau)+R_{1,2}[(m-1)\cdot\tau]. \quad (8)$$

Определим второй БП АКФ сигнала (11):

$$R(2\cdot\tau)=\left(a_1e^{j\psi_1}\cdot a_3e^{j\psi_3^*}+a_2e^{j\psi_2}\cdot a_4e^{j\psi_4^*}+\ldots+a_{m/2-2}e^{j\psi_{m/2-1}}\cdot a_{m/2}e^{j\psi_{m/2}^*}\right)+$$
$$+a_{m/2-1}e^{j\psi_{m/2-1}}\cdot a_{m/2+1}e^{j\psi_{m/2+1}^*}+a_{m/2}e^{j\psi_{m/2}}\cdot a_{m/2+2}e^{j\psi_{m/2+2}^*}+\left(a_{m/2+1}e^{j\psi_{m/2+1}}\times\right. \quad (9)$$
$$\left.\times a_{m/2+3}e^{j\psi_{m/2+3}^*}+\ldots+a_{m/2+2}e^{j\psi_{m/2+2}}\cdot a_{m/2+4}e^{j\psi_{m/2+4}^*}+\ldots+a_{m-2}e^{j\psi_{m-2}}\cdot a_me^{j\psi_m^*}\right).$$

Слагаемые соотношения (9), заключенные в первые круглые скобки представляют собой второй БП АКФ первой части сигнала (3). Слагаемое заключенные во вторые круглые скобки, представляют собой второй БП АКФ второй части сигнала (3), а свободное слагаемое - это $(m-2)$-й БП ВКФ первой и второй частей сигнала (3).

По аналогии с (5)- (8) перепишем соотношение (9)

$$R(2\cdot\tau)=R_1(2\cdot\tau)+R_2(2\cdot\tau)+R_{1,2}[(m-2)\cdot\tau], \quad (10)$$

где $R_1(2\cdot\tau)$ - второй БП АКФ первой части сигнала;

$R_2(2\cdot\tau)$ - второй БП АКФ второй части сигнала;

$R_{1,2}[(m-2)\cdot\tau]$ - $(m-2)$-й боковой пик ВКФ первой и второй частей сигнала.

По аналогии с (4) - (10) запишем третий БП АКФ сигнала, определяемый следующим образом:

$$R(3\cdot\tau)=R_1(3\cdot\tau)+R_2(3\cdot\tau)+R_{1,2}[(m-3)\cdot\tau], \tag{11}$$

где $R_1(3\cdot\tau)$ - третий БП АКФ первой части сигнала;

$R_2(3\cdot\tau)$ - третий БП АКФ второй части сигнала;

$R_{1,2}[(m-3)\cdot\tau]$ - $(m-3)$-й БП ВКФ первой и второй частей сигнала.

Для $(m/2-1)$- го БП АКФ сигнала (3) на основании (5) – (11) можно записать выражение

$$R[(m/2-1)\cdot\tau]=R_1[(m/2-1)\cdot\tau]+R_2[(m/2-1)\cdot\tau]+R_{1,2}(1\cdot\tau). \tag{12}$$

Определим $m/2$ -й БП АКФ сигнала (3)

$$R[(m/2)\cdot\tau]=a_1e^{j\psi_1}\cdot a_{m/2+1}e^{j\psi^*_{m/2+1}}+a_2e^{j\psi_2}\cdot a_{m/2+2}e^{j\psi^*_{m/2+2}}+a_{m/2}e^{j\psi_{m/2}}\cdot a_me^{j\psi^*_m}. \tag{13}$$

Соотношение (13) представляет собой ВКФ в нуле первой и второй части сигнала (3), то есть

$$R[(m/2)\cdot\tau]=R_{1,2}(0). \tag{14}$$

Определим $(m-2)$- й БП АКФ сигнала (3):

$$R[(m-2)\cdot\tau]=a_1e^{j\psi_1}\cdot a_{m-1}e^{j\psi^*_{m-1}}+a_2e^{j\psi_2}\cdot a_me^{j\psi^*_m}. \tag{15}$$

Соотношение (15) является $(-m+2)$-м БП ВКФ первой и второй частей сигнала (3). Тогда перепишем (15) в виде

$$R[(m-2)\cdot\tau]=R_{1,2}[(-m+2)\cdot\tau]. \tag{16}$$

Определим $(m-1)$- й БП АКФ сигнала (3):

$$R[(m-1)\cdot\tau]=a_1e^{j\psi_1}\cdot a_me^{j\psi^*_m}. \tag{17}$$

Соотношение (17) представляет собой $(-m+1)$-й БП ВКФ первой и второй частей сигнала (3), то есть

$$R[(m-1)\cdot\tau]\;=R_{1,2}[(-m+1)\cdot\tau]. \tag{18}$$

Из анализа соотношений (4) - (18) следует, что для того чтобы дискретный фазоманипулированный сигнал удовлетворял требованию минимального значения БП АКФ сигнала, необходимо:

во-первых, чтобы первая и вторая половины сигнала были наименее коррелированны между собой;

во-вторых, чтобы первая и вторая половины сигнала имели минимальные или противоположные по значению складываемые БП своих АКФ, то есть, чтобы сами по себе обладали требуемыми автокорреляционными свойствами.

Первое условие объясняется тем, что, как следует из соотношений (4) - (18), АКФ сигнала вида (3) на интервале времени $\tau\in[0;\;m/2]$ определяется величиной БП ВКФ первой и второй частей сигнала, а на интервале времени $\tau\in[m/2+1;\;m]$ ВКФ определяется суммой БП АКФ первой и второй части сигнала (3). Поэтому, чем меньше будет величина БП ВКФ первой и второй частей сигнала (3), тем меньше будут его БП АКФ самого сигнала.

Второе условие объясняется тем, что на интервале времени $\tau \in [m/2+1;\ m]$ АКФ сигнала (3) определяется суммой одноименных БП АКФ первой и второй частей сигнала (3) и БП ВКФ первой и второй частей сигнала. Поэтому при наименьшей корреляции ВКФ все слагаемые должны иметь как можно меньшее значение или должны быть противоположными по значению для обеспечения условия минимальности БП АКФ составленного сигнала (3).

Обобщая вышеизложенное, можно сделать вывод, что для того чтобы определить аргументы $\varphi_{k-1,k}$ коэффициентов ЭМ N - го порядка, при которых АДОУСС, описываемый собственными векторами этой матрицы, будет иметь автокорреляционные свойства, удовлетворяющие требованиям, предъявляемым к нему, необходимо выполнить процедуры, определяемые следующим алгоритмом:

1. Способом перебора определить значение аргументов $\varphi_{k-1,k}$ коэффициентов матрицы 4-го порядка, при которых АКФ сигналов, описываемых собственными векторами этой матрицы, будут наилучшими.

2. Далее необходимо проанализировать АКФ синтезированного ансамбля сигналов и сделать вывод о том, какому из них отдать предпочтение по условию минимальности БП АКФ.

3. Аргументы $\varphi_{1,2}$, $\varphi_{2,3}$, $\varphi_{3,4}$ ЭМ 4-го порядка, при которой получается наилучшая фазовая $\psi_{i,j}$ структура АДОУСС, присваиваются значениям аргументов $\varphi_{1,2}$, $\varphi_{2,3}$, $\varphi_{3,4}$ ЭМ 8-го порядка, для обеспечения выполнения условия наличия хороших автокорреляционных свойств у первых половин сигналов ансамбля объемом $m=8$.

4. Анализируется ВКФ ансамбля сигналов объемом $m=4$, имеющего наилучшую АКФ, и делается вывод о том, какие его сигналы наименее коррелированны между собой. Эти пары сигналов выписываются рядом в виде двух матриц. Поскольку является известным, при каких $\varphi_{1,2}$, $\varphi_{2,3}$, $\varphi_{3,4}$ получается левая матрица, то при помощи результатов, полученных на этапе перебора (пункт 1), и определяются значения аргументов коэффициентов ЭМ, которым соответствует правая матрица сигналов с выбранным упорядочением.

5. Аргументам $\varphi_{5,6}$, $\varphi_{6,7}$, $\varphi_{7,8}$ ЭМ 8-го порядка присваиваются значения, определенные в предыдущем пункте. Значение аргумента $\varphi_{4,5}$ выбирается в зависимости от требуемого упорядочения сигналов в ансамбле объемом $m=8$. Такой вывод можно сделать, проанализировав соотношение (2), согласно которому в случае если $\varphi_{5,6}=0$, он не окажет влияния на значения фаз $\psi_{5,6}$, $\psi_{6,7}$, $\psi_{7,8}$, а если она $\varphi_{4,5} \neq 0$, то фазы $\psi_{5,6}$, $\psi_{6,7}$, $\psi_{7,8}$ соответственно изменятся, так как от текущего состояния значения фаза $\psi_{3,4}$ сигнала (2) отнимется значение, присваиваемое аргументу $\varphi_{4,5}$.

На этом этапе считается, что значения аргументов коэффициентов второй диагонали бидиагональной ЭМ восьмого порядка, определяющие ансамбль сигналов с требуемой фазовой структурой, найдены.

6. Далее необходимо определить, при каких других вариантах сочетаний аргументов $\varphi_{1,2}$, $\varphi_{2,3}$, $\varphi_{3,4}$, $\varphi_{5,6}$, $\varphi_{6,7}$, $\varphi_{7,8}$, $\varphi_{8,9}$ ЭМ 8-го порядка будет получена, определенная в пункте 6, фазовая $\psi_{i,j}$ структура ансамбля с другим упорядочени-

ем сигналов. Это делается на основании результатов, полученных в пункте 1, и соотношения (2).

Полученные таким образом сочетания аргументов $\varphi_{1,2}$, $\varphi_{2,3}$,$\varphi_{3,4}$, $\varphi_{4,5}$, $\varphi_{5,6}$, $\varphi_{6,7}$, $\varphi_{7,8}$ необходимо использовать при подборе ВКФ пар сигналов объемом 8 для получения АДОУСС объемом $\mathrm{m}=16$ и так далее, в зависимости от того, с каким объёмом алфавита синтезируется АДОУСС.

Применение вышеизложенного алгоритма построения требуемой фазовой структуры АДОУСС позволит значительно сократить количество переборов возможных вариантов аргументной структуры $\varphi_{\mathrm{i,j}}$ исходной бидиагональной эрмитовой матрицы Q по сравнению со способом прямого перебора.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Финк Л.М.* Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Советское радио, 1970, – 728 с.

2. *Попенко В.С.* Векторный синтез ансамблей ортогональных сигналов. Часть III. - МО РФ, 1993. – 150 с.

3. *Гайчук Д.В.* Использование эрмитовых матриц в задачах синтеза систем сигналов. – Ставрополь: СВВИУС. Тематический научно-технический сборник СВВИУС №16, 1999.

В. В. Копытов, Д.Ю. Мишин, В.И. Петренко, Т.А. Трегубова
Россия, Ставрополь, Ставропольский военный институт связи РВ

ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО СРЕДСТВА В РЕАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМ КОСМИЧЕСКОГО РАДИОМОНИТОРИНГА

Известно, что в настоящий момент перспективные системы радиомониторинга строятся по принципу комплексирования информации, добываемой в пространственно разнесенных пунктах системы, при этом требование высокоточного измерения координат диктует [1] применение разностно-дальномерного способа определения местоположения, для применения которого необходимо измерять разность времен запаздывания сигнала от ИРИ, однозначно определяемую через ошибку измерения времени запаздывания каждым пунктом системы радиомониторинга. При этом конечным этапом функционирования системы является определение местоположения РЭС, что характеризуется таки параметрами, как вероятность определения местоположения РЭС и ошибка определения его координат. Таким образом, целью статьи является получение соотношений, позволяющих определить вероятность определения местоположения РЭС многопозиционной системой разностно-дальномерного способа определения координат.

В теории радиотехнических систем погрешность определения поверхности (линий) положения оценивают отрезком нормали l между поверхностями (линиями) положения, соответствующими истинному и измеренному значениям информационного параметра [1-4].

Для разностно-дальномерных систем местоопределения измеряемым параметром является разность расстояний $p = D_p = D_A - D_B$ объекта от ведущей A и ведомой B станций с расстоянием между ними (базой) d (рисунок 1). Здесь линия положения– гипербола, а Ψ – угол, под которым из точки расположения объекта $\grave{I}$ видна база [5-6]. Тогда $g_{D_p} = \left|\mathrm{grad} D_P\right| = 2\sin\Psi/2$. Отсюда смещение ли-