

УДК 621.396

## АДАПТИВНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА ФМ-СИГНАЛОВ В МНОГОЛУЧЕВЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА КАЛМАНА

Тарасов Г.А., к.т.н., доцент, в.н.с. ФГНУ ГНТЦ «Наука», tarasov\_ga@mail.ru

Тарасов А.Г., к.т.н., в.н.с. ФГНУ ГНТЦ «Наука»

**Ключевые слова:** канал связи, многолучевой, адаптивная обработка, алгоритм Калмана, антенная система, разнесенный прием, фазомодулированный сигнал.

### Введение

Привлекательность адаптивных антенных систем (ААС) применительно к прикладным задачам радиоприема состоит в том, что ААС имеют потенциальную возможность фокусировки на полезный сигнал и формирования глубоких нулей диаграммы направленности в направлении прихода станционных помех [7]. Кроме того, при использовании диаграммообразующих устройств (ДОУ) на линиях задержки (ЛЗ) с отводами ААС имеют потенциальную возможность раздельного приема лучей [7, 13]. Особенную актуальность эти потенциальные возможности ААС приобретают в задачах приема ФМ сигналов в многолучевых каналах связи.

Значительное внимание, уделяемое фирмами производителями системам связи с фазовой модуляцией в последние десятилетия, обусловлено целым рядом обстоятельств. Структура ФМ сигналов обеспечивает удобство выделения тактовых импульсов [6] и позволяет выделять когерентную несущую с помощью легко реализуемых процедур восстановления несущей по принимаемым решениям [6]. Кроме того, для ФМ сигналов разработаны эффективные алгоритмы компенсации межсимвольной интерференции (МСИ) [6], которые позволяют отслеживать относительно быстрые изменения характеристик канала во времени. Указанные достоинства ФМ сигналов обусловили их широкое распространение в современных системах связи. Вместе с тем, ФМ сигналы весьма уязвимы к эффектам многолучевого распространения радиоволн. Тенденция повышения скорости передачи привела к тому, что для ФМ сигналов длительность информационной посылки зачастую оказывается значительно меньше задержки между лучами многолучевого сигнала. В этих условиях весьма актуальной является задача повышения качества приема ФМ сигналов в многолуче-

*Рассмотрен прикладной вопрос использования адаптивных антенных систем для повышения качества приема фазомодулированных (ФМ) сигналов в многолучевых каналах связи. Предложенный подход обеспечивает адаптивное формирование оптимальной диаграммы направленности, компенсацию межсимвольной интерференции и демодуляцию в виде единой процедуры пространственно-временной обработки с адаптацией по критерию минимума среднего квадрата ошибки на выходе демодулятора.*

вых каналах связи за счет использования потенциальных возможностей ААС.

### Адаптивная пространственно-временная обработка ФМ-сигналов

Структурная схема ААС для приема ФМ сигналов на основе критерия минимума среднего квадрата ошибки (МСКО) представлена на рис. 1. Сигналы с выходов антенных элементов (АЭ)  $A_1, A_2, \dots, A_N$  подаются на входы ДОУ, где они взвешиваются и суммируются. Управление весовыми коэффициентами ДОУ осуществляется с помощью адаптивного процессора, который выполняет оценивание весовых коэффициентов по сигналам с выходов АЭ и сигналу ошибки с выхода демодулятора [7].

В общем случае электрические сигналы на выходах АЭ содержат аддитивную смесь сигналов, соответствующих различным лучам многолучевого сигнала, лучам многолучевой помехи, и шумов. Соответственно, вектор наблюдения на выходах АЭ можно представить в следующем виде [7]:

$$X(i) = \sum_{m=1}^M C_m(i) + \sum_{k=1}^K \Pi_k(i) + H(i), \quad (1)$$

$$\text{где } C_m(i) = \sqrt{p_{cm}} c_m(i) V_{cm}(i); \quad (2)$$

$$c_m^*(i) c_m(i) = 1; \quad V_{cm}^+(i) V_{cm}(i) = N; \quad (3)$$

$$\Pi_k(i) = \sqrt{p_{nk}} n_k(i) V_{nk}(i); \quad (4)$$

$$n_k^*(i) n_k(i) = 1; \quad V_{nk}^+(i) V_{nk}(i) = N; \quad (5)$$



Рис. 1. Структурная схема ААС на основе критерия МСКО для приема ФМ сигналов.

Здесь:  $C_m(i)$  - комплексный вектор  $m$ -го луча сигнала на выходах АЭ;  $c_m(i)$  - комплексный нормированный сигнал  $m$ -го луча в фазовом центре АР;  $P_{cm}$  - средняя мощность  $m$ -го луча сигнала;  $V_{cm}(i)$  - вектор запаздывания  $m$ -го луча сигнала на раскрые АР;  $M$  - число лучей многолучевого сигнала;  $\Pi_k(i)$  - комплексный вектор  $k$ -го луча помехи на выходах АЭ;  $n_k(i)$  - комплексный нормированный сигнал  $k$ -го луча помехи в фазовом центре АР;  $P_{nk}$  - средняя мощность  $k$ -й помехи;  $V_{nk}(i)$  - вектор запаздывания  $k$ -го луча помехи на раскрые АР;  $K$  - число лучей многолучевой помехи;  $H(i)$  - комплексный вектор шумов (шум в различных каналах приема предполагается взаимно некоррелированным с одинаковой мощностью);  $i$  - номер временного отсчета;  $N$  - число АЭ;  $*$  - знак комплексного сопряжения;  $+$  - знак эрмитова сопряжения.

Векторы запаздывания каждого из лучей сигнала (2) и помехи (4) можно представить следующим образом:

$$V(\varphi, \Delta, i) = [v_1(\varphi, \Delta, i), \dots, v_n(\varphi, \Delta, i), \dots, v_N(\varphi, \Delta, i)]^T, \quad (6)$$

$$\text{где } v_n(\varphi, \Delta, i) = |v_n(i)| \exp\{j[\theta_n(\varphi, \Delta) + \tilde{\theta}_n(i)]\}; \quad (7)$$

$$\theta_n(\varphi, \Delta) = \alpha_0 \tau_n; \quad (8)$$

$\varphi$  - азимут принимаемого луча ( $0^\circ \leq \varphi < 360^\circ$ );  $\Delta$  - угол места принимаемого луча ( $0^\circ \leq \Delta < 90^\circ$ );  $v_n(\varphi, \Delta, i)$  - компонента вектора запаздывания, соответствующая  $n$ -му АЭ;  $|v_n(i)|$  - множитель, учитывающий амплитудные замирания в  $n$ -м АЭ;  $\theta_n(\varphi, \Delta)$  - регулярная составляющая фазы принимаемого луча в  $n$ -м АЭ;  $\tilde{\theta}_n(i)$  - флюктуационная составляющая фазы принимаемого луча в  $n$ -м АЭ;  $\alpha_0$  - средняя частота спектра сигнала;  $\tau_n$  - время запаздывания принимаемого луча в  $n$ -м АЭ относительно фазового центра антенной решетки (начала координат);  $T$  - знак транспонирования.

Структурная схема ДООУ ААС с комплексным взвешиванием сигналов с отводов линии задержки показана на рис. 2.

Как видно из рис. 2, отсчеты комплексных сигналов с выходов АЭ  $x_1(i), \dots, x_n(i), \dots, x_N(i)$  поступают на входы линий задержки с  $L$  отводами. При дискретной обработке временная задержка между сигналами на соседних отводах равна периоду частоты дискретизации. Вы-

ходной сигнал ААС получают путем умножения сигналов с выходов ЛЗ на комплексный весовой вектор [7]. В векторно-матричных обозначениях выходной сигнал ААС  $y(i)$  определяется выражением

$$y(i) = W^T(i)X(i), \quad (9)$$

где:

$$W^T(i) = [w_{11}, w_{12}, \dots, w_{1L}, w_{n1}, w_{n2}, \dots, w_{nL}, w_{N1}, w_{N2}, \dots, w_{NL}]^T, \quad (10)$$

$$X^T(i) = [x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1L}, x_{n1}, x_{n2}, \dots, x_{nL}, x_{N1}, x_{N2}, \dots, x_{NL}]^T.$$

ДООУ с комплексным взвешиванием сигналов с отводов линии задержки (рис. 2) объединяет в себе функции пространственного и частотно-временного фильтра [7], что делает эту структуру весьма привлекательной для борьбы с эффектами многолучевого распространения радиоволн.

Проблеме синтеза оптимальных алгоритмов адаптации антенных систем посвящено значительное количество публикаций [3, 4, 5, 7, 8, 11, 13, 14]. Для синтеза привлекаются самые разнообразные математические методы. Широкое распространение получили методы стохастической аппроксимации, методы случайного поиска, метод неопределенных множителей Лагранжа, метод непосредственного, либо рекуррентного обращения выборочной корреляционной матрицы [7]. В настоящей работе рассмотрен алгоритм адаптации ААС, основанный на использовании редуцированного фильтра Калмана [7, 11].

Для постоянной СПО уравнения алгоритма Калмана могут быть получены путем рекуррентного обращения выборочной корреляционной матрицы (ВКМ) в уравнении Винера-Хопфа [7]. В научной литературе эта процедура носит название "алгоритм РНК" (рекурсивный наименьших квадратов). Алгоритм РНК может быть получен непосредственно из уравнения Винера-Хопфа с использованием матричного тождества Вудбери [7, 14].

Как известно, оптимальный ВВК по критерию МСКО на  $k$ -м шаге на  $L$  отсчетах определяется из уравнения Винера-Хопфа:

$$W_L(k) = R_L^{-1}(k)P_L(k), \quad (11)$$

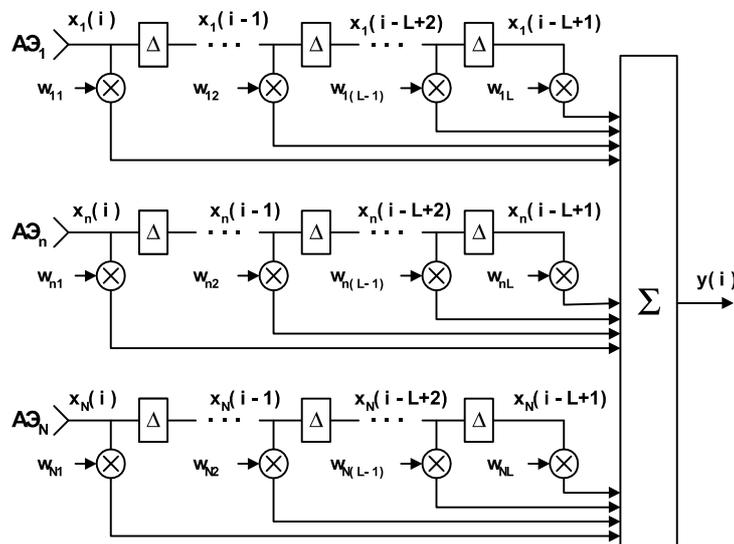


Рис. 2. Структурная схема ДООУ ААС с комплексным взвешиванием сигналов с отводов линии задержки.

где  $R_L(k) = \sum_{j=k-L+1}^k X^*(j)X^T(j)$  (12)

выборочная корреляционная матрица (ВКМ) на  $k$ -м шаге на  $L$  отсчетах;  $*$  – знак комплексного сопряжения;

$P_L(k) = \sum_{j=k-L+1}^k X^*(j)z_{эм}(j)$  (13)

вектор взаимной корреляции с эталонным сигналом  $z_{эм}(j)$ .

Для упрощения дальнейших выкладок в выражениях (12), (13) опущен несущественный нормирующий множитель  $1/L$ . Корреляционную матрицу на  $k$ -м шаге на  $L+1$  отсчетах можно представить следующим образом [7]

$R_{L+1}(k) = \sum_{j=k-L}^k X^*(j)X^T(j) = \sum_{j=k-L}^{k-1} X^*(j)X^T(j) + X^*(k)X^T(k) = (14)$   
 $= R_L(k-1) + X^*(k)X^T(k)$ .

Аналогично для корреляционного вектора получаем [7]

$P_{L+1}(k) = \sum_{j=k-L}^k X^*(j)z_{эм}(j) = P_L(k-1) + X^*(k)z_{эм}(k)$ . (15)

Для нахождения матрицы обратной (12) воспользуемся матричным тождеством Вудбери [2, 7]

$[aR + bX^*X^T]^{-1} = \frac{1}{a}R^{-1} - \frac{b}{a^2} \left[ I + \frac{b}{a} X^T R^{-1} X^* \right]^{-1} R^{-1} X^* X^T R^{-1}$ . (16)

Для случая, когда  $a = b = 1$ , формула (16) упрощается и принимает следующий вид

$[R + X^*X^T]^{-1} = R^{-1} - [I + X^T R^{-1} X^*]^{-1} R^{-1} X^* X^T R^{-1}$ . (17)

С учетом (17) выражение (14) можно преобразовать к виду [7]

$R_{L+1}^{-1}(k) = [R_L(k-1) + X^*(k)X^T(k)]^{-1} = (18)$   
 $= \left[ R_L^{-1}(k-1) - \frac{R_L^{-1}(k-1)X^*(k)X^T(k)R_L^{-1}(k-1)}{1 + \bar{X}^T(k)R_L^{-1}(k-1)\bar{X}(k)} \right]$

С учетом (11), (12) и (14) получаем выражение для оптимального весового вектора на  $k$ -м шаге на  $L+1$  -й выборках [7]

$\bar{W}_{L+1}(k) = R_{L+1}^{-1}(k)P_{L+1}(k) = (19)$   
 $= \left[ R_L^{-1}(k-1) - \frac{R_L^{-1}(k-1)X^*(k)X^T(k)R_L^{-1}(k-1)}{1 + v(k-1)} \right] [P_L(k-1) + X^*(k)z_{эм}(k)] =$   
 $= W_L(k-1) + K_L(k) [z_{эм}(k) - X^T(k)W_L(k-1)]$ ,

где  $v(k-1) = X^T(k)R_L^{-1}(k-1)X^*(k)$ , (20)

$K_L(k) = \frac{R_L^{-1}(k-1)X^*(k)}{1 + X^T(k)R_L^{-1}(k-1)X^*(k)}$ . (21)

Итак, при добавлении новой выборки данных получаем следующие уравнения [7, 14]

$R_{L+1}^{-1}(k) = R_L^{-1}(k-1) - K_L(k)X^T(k)R_L^{-1}(k-1)$ , (22)

$W_{L+1}(k) = W_L(k-1) + K_L(k)[z_{эм}(k) - X^T(k)W_L(k-1)]$ , (23)

$K_L(k) = \frac{R_L^{-1}(k-1)X^*(k)}{1 + X^T(k)R_L^{-1}(k-1)X^*(k)}$ , (24)

Аналогично, при отбрасывании старой выборки данных получаем следующие уравнения [7, 14]:

$R_L^{-1}(k) = R_{L+1}^{-1}(k) + K_{L+1}(k)X^T(k-L)R_{L+1}^{-1}(k)$ , (25)

$W_L(k) = W_{L+1}(k) - K_{L+1}(k)[z_{эм}(k-L) - X^T(k-L)W_{L+1}(k)]$ , (26)

$K_{L+1}(k) = \frac{R_{L+1}^{-1}(k)X^*(k-L)}{1 - X^T(k-L)R_{L+1}^{-1}(k)X^*(k-L)}$ . (27)

Таким образом, оценивание ВВК ААС может быть выполнено путем решения векторно-матричных уравнений (22) – (27). В начальный момент времени вычисляются  $R_L^{-1}(0)$  и  $W_L(0)$ . Затем вычисляется вектор  $K_L(1)$  (24), который используется при добавлении новой выборки данных (22), (23). Полученное значение  $R_{L+1}^{-1}(1)$  используется для вычисления вектора  $K_{L+1}(1)$  (27), который, в свою очередь, используется при вычислении значений  $R_L^{-1}(1)$  (25) и  $W_L(1)$  (26) на первом шаге. Далее процедура повторяется. Достоинство алгоритма (22) – (27) состоит в том, что оценка ВВК зависит лишь от конечного числа предыдущих выборок данных. В рассматриваемом случае размер выборки (окна) равен  $L$ . Параметр  $L$  решающим образом определяет скорость сходимости рассматриваемого алгоритма и качество пространственно-временной обработки сигналов и помех в установившемся режиме.

В рамках настоящей работы предлагается подход, основанный на допущении постоянства параметров СПО на коротких временных интервалах, сопоставимых со скоростью сходимости алгоритма Калмана. Под постоянством СПО понимается, прежде всего, постоянство разностных амплитудно-фазовых параметров на выходах АЭ. Для постоянной СПО на интервале длительностью  $L$  отсчетов уравнения дискретного алгоритма Калмана определяются выражениями (22) – (27). Эти уравнения описывают процедуру оценивания оптимального ВВК ААС на скользящем окне длительностью  $L$  отсчетов. Параметр  $k$  определяет момент времени, для которого рассчитывается оптимальное значение ВВК. Суть предлагаемой процедуры адаптивного оценивания параметров СПО сводится к адаптивному оцениванию параметра  $L_{opt}$  для заданного момента времени  $k$ .

Математически предлагаемая процедура адаптации формулируется как задача минимизации целевой функции следующего вида:

$Min_{K,L} \left\{ \varepsilon^2(k, K, L) \right\} = Min_{K,L} \left\{ \frac{1}{K} \sum_{j=k-K+1}^k \varepsilon^2(j, L) \right\}$ , (28)

$L_{min} \leq L \leq L_{max}$ ,  $k = const$

где:  $\varepsilon^2(k, K, L)$  - средний квадрат ошибки в  $k$ -й момент времени для фильтра Калмана с окном  $L$  отсчетов, полученный на  $K$  отсчетах;  $\varepsilon^2(j, L)$  - мгновенное значение квадрата ошибки для фильтра Калмана с окном  $L$  отсчетов в  $j$ -й момент времени;  $L_{min} \dots L_{max}$  - диапазон изменения размера окна алгоритма Калмана.

Параметр  $K$ , входящий в выражение (28), определяет инерционность цепей оценивания параметров СПО. Процедуру поиска минимума целевой функции (28) целесообразно разбить на два этапа. На первом этапе решается задача оптимизации размера окна  $L$ . На втором этапе решается задача оптимизации значения параметра  $K$ .

На первом этапе предположим, что параметр  $K$  фиксирован. После фиксирования значения параметра  $K$  двухпараметрическая целевая функция (28) становится однопараметрической, и задача поиска ее минимума существенно упрощается.

Ввиду того, что целевая функция (28) вычисляется на конечном временном интервале в условиях шумов, в общем случае она имеет "зашумленный" вид и может оказаться многомодальной. Для этого общего случая процедура поиска предполагает два этапа. На первом этапе выполняется грубый поиск локальных экстремумов методом "оптимальных покрытий" [1] в узлах сетки:

$$L_1 = L_{min}, L_2, \dots, L_{M-1}, L_M = L_{max}, \quad (29)$$

где  $M$  - число узлов сетки, в которых осуществляется вычисление значений целевой функции (28). После вычисления значений  $\hat{\varepsilon}_m$  целевой функции (28) в узлах сетки  $L_m$  выполняется поиск локальных экстремумов, из которых выбирается глобальный. После этого задача поиска глобального экстремума многомодальной функции сводится к одномодальному случаю, и в окрестности найденного глобального экстремума делается более точный поиск экстремального значения целевой функции [1].

Окончательный ответ о многомодальности или унимодальности целевой функции и о выборе конкретной процедуры поиска ее экстремумов может быть дан лишь на основании детального исследования ее характерных особенностей [1, 9, 10]. В случае с рассматриваемой целевой функцией в ходе проведенных экспериментальных исследований было установлено, что она является унимодальной и достаточно хорошо аппроксимируется квадратичной функцией при использовании логарифмических осей по оси абсцисс и оси ординат. Типичный характер целевой функции (28) при усреднении на блоке передачи показан на рис. 3.

Процедура квадратичной аппроксимации является весьма эффективной процедурой поиска экстремумов унимодальных функций и позволяет существенно сократить объем вычислений благодаря тому, что после выполнения аппроксимации по значениям в узлах сетки, экстремум может быть найден расчетным путем без перехода к более мелкой сетке. В основе процедуры аппроксимации лежит сглаживание по критерию наименьших квадратов. Поэтому второе достоинство квадратичной аппроксимации состоит в том, что за счет сглаживания происходит ослабление влияния "зашумленности" целевой функции (28) на точность оценивания оптимального размера окна  $L_{opt}$ .

Средний квадрат ошибки аппроксимации целевой функции (28) в узлах сетки определяется выражением [12]:

$$\varepsilon^2 = \sum_{i=1}^M \left[ \hat{\varepsilon}_i^2 - k_1 (\lg L_i)^2 - k_2 (\lg L_i) - k_3 \right]^2, \quad (30)$$

где  $\hat{\varepsilon}_i$  - значения целевой функции (28) в узлах сетки  $L_i$ ;  $k_1, k_2, k_3$  - параметры аппроксимирующей параболы.

Взяв от (30) частные производную по каждому из параметров  $k_1, k_2, k_3$  и приравняв их к нулю [12], получаем следующую систему линейных уравнений:

$$\begin{cases} k_1 \sum_{m=1}^M (\lg L_i)^4 + k_2 \sum_{m=1}^M (\lg L_i)^3 + k_3 \sum_{m=1}^M (\lg L_i)^2 = \sum_{m=1}^M (\lg x_i)^2 \hat{\varepsilon}_i \\ k_1 \sum_{m=1}^M (\lg L_i)^3 + k_2 \sum_{m=1}^M (\lg L_i)^2 + k_3 \sum_{m=1}^M (\lg L_i) = \sum_{m=1}^M (\lg x_i) \hat{\varepsilon}_i \\ k_1 \sum_{m=1}^M (\lg L_i)^2 + k_2 \sum_{m=1}^M (\lg L_i) + k_3 = \sum_{m=1}^M \hat{y}_i \end{cases} \quad (31)$$

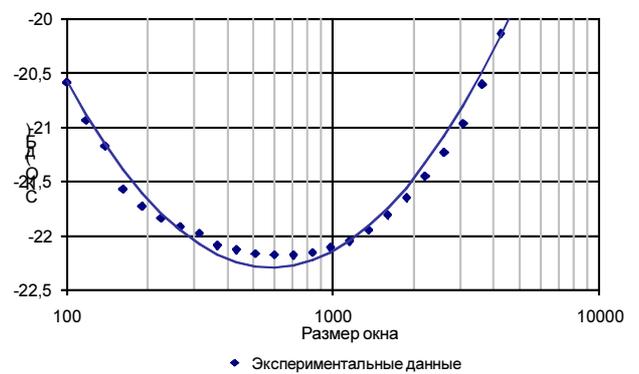


Рис. 3. Типичный вид целевой функции (28) при усреднении на блоке передачи.

Решив систему линейных уравнений (31), можно найти параметры сглаживающей параболы  $k_1, k_2, k_3$ . Оптимальное значение размера окна  $L_{opt}$ , обеспечивающее минимизацию целевой функции, совпадает с координатой минимума сглаживающей параболы:

$$L_{opt} = -\frac{k_2}{2k_1}. \quad (32)$$

Предложенный способ пространственно-временной обработки сигналов в многолучевых каналах связи был реализован и испытан на реальных каналах связи применительно к сигналам с тройной фазовой модуляцией. Один из типичных случаев приема сигнала с тройной фазовой модуляцией в условиях многолучевости проиллюстрирован на рис. 4.

Слева на рис. 4 а-d приведены взаимно корреляционные функции сигналов с выходов АЭ с сигналом синхровставки. Как видно из этих рисунков, в первом и третьем каналах присутствуют по три явно выраженных луча и один-два более слабых луча, во втором и четвертом каналах – по два явно выраженных луча и один-два более слабых луча.

Справа на рис. 4 а-d показаны сигнальные созвездия на выходах демодуляторов при одноканальном приеме для тех же моментов времени. Взаимно корреляционная функция выходного сигнала ААС и соответствующее сигнальное созвездие приведено на рис. 4 е. Как видно из рис. 4 е, выходной сигнал ААС содержит лишь один луч.

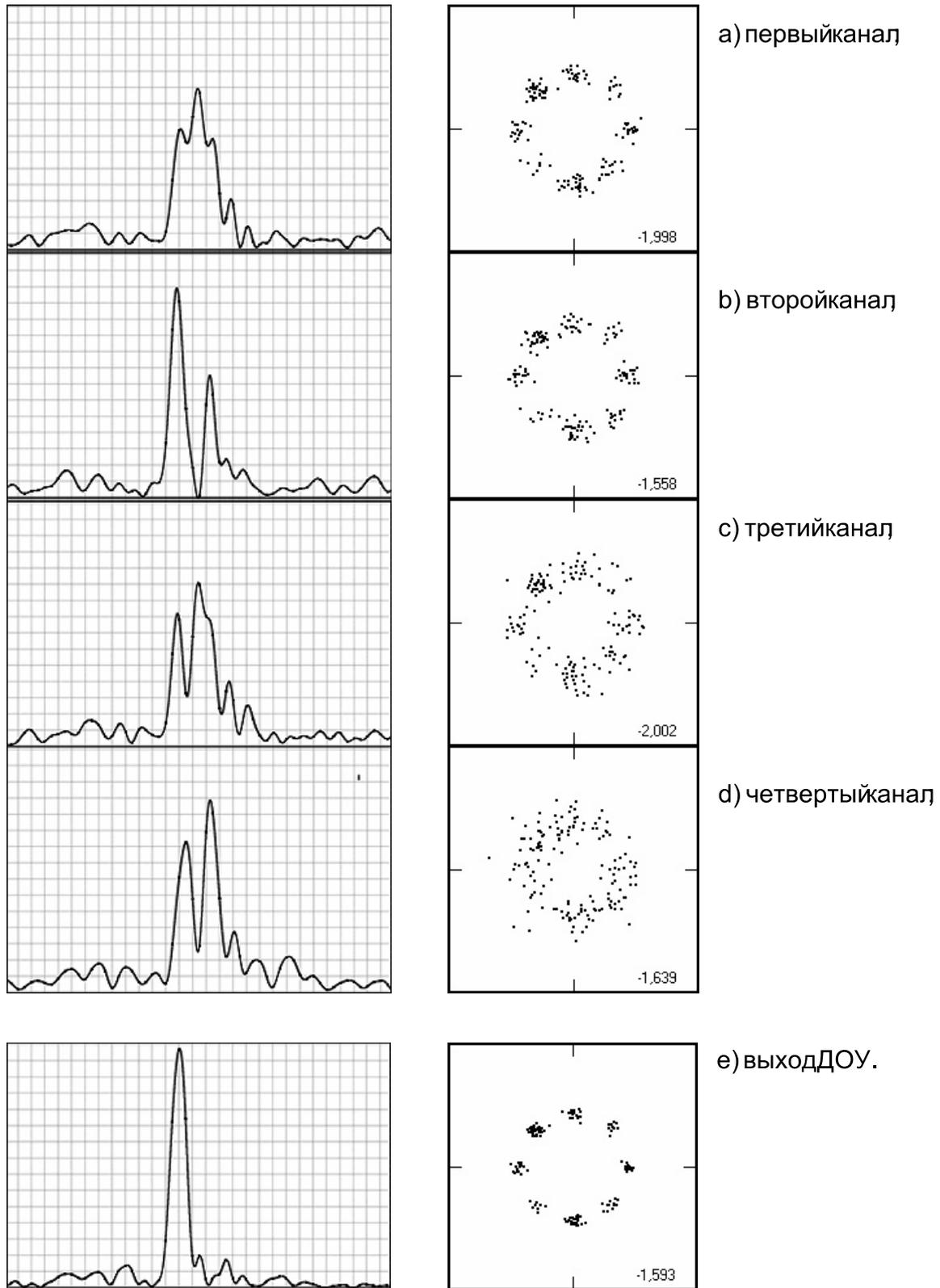


Рис. 4. Выходные сигналы коррелятора и сигнальные созвездия в различных каналах (a-d) и на выходе ДОУ (e).

Из сравнения сигнальных созвездий в каналах (рис. 4 a-d) и на выходе ААС (рис. 4 e) видно, что адаптивная пространственно-временная обработка сигналов с выходов АЭ позволила существенно снизить СКО на выходе демодулятора.

Таким образом, проведенные испытания на реальных сигналах показали, что предложенный

способ пространственно-временной обработки ФМ сигналов ВЧ диапазона с адаптацией по критерию МСКО на выходе демодулятора, обладает потенциальной возможностью разнесения лучей и повышения эффективности разнесенного приема за счет когерентного взвешивания разделенных лучей.

## Заключение

Итак, в статье рассмотрен прикладной вопрос использования адаптивных антенных систем для повышения качества приема ФМ сигналов в многолучевых каналах связи. Главная особенность предложенного способа повышения качества приема ФМ сигналов состоит в том, что адаптивное формирование оптимальной ДН, компенсация МСИ и демодуляция выполняются в виде единой процедуры пространственно-временной обработки с адаптацией по критерию МСКО на выходе демодулятора. Для оценивания ВВК ААС предложен редуцированный алгоритм Калмана с адаптивным оцениванием размера окна в соответствии с изменяющейся СПО.

Экспериментальная часть исследования выполнена на реальных сигналах. Результаты испытаний показали, что предложенный способ пространственно-временной обработки ФМ сигналов обеспечивает повышение качества приема за счет когерентного взвешивания сигналов с разнесенных антенн и обладает потенциальной возможностью раздельного приема лучей многолучевых сигналов.

Статья выполнена при поддержке Гранта Президента РФ № МК - 1.2008.10.

### Литература

1. Батищев Д.И. Методы оптимального проектирования.- М.: Радио и связь, 1984.- 248 с.
2. Беллман Р. Введение в теорию матриц/ Пер. с англ. Под ред. В.Б.Лидского.- М.: Наука, 1976.- 351 с.
3. Гейбриел В. Введение в теорию адаптивных антенных решеток// ТИИЭР, 1976, т.64, №2.- С. 55-95.
4. Журавлёв А.К., Хлебников В.А., Родимов А.П. и др. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками.- Л.: Изд. ЛГУ, 1991.- 544 с.
5. Кловский Д.Д., Соيفер В.А. Обработка пространственно-временных сигналов.- М.: Связь, 1976.- 207 с.
6. Куреши Ш.У.Х. Адаптивная коррекция// ТИИЭР.- 1985.- Т. 73.- № 2.- С. 5-49.

7. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию/ Пер. с англ. Под ред. В.А. Лексаченко. - М.: Радио и связь, 1986.- 446 с.
8. Поповский В.В. Адаптивные антенные решетки.- Л.: ВАС, 1986.- 60 с.
9. Реклейтис Г., Рейвиндран А., Регсдел К. Оптимизация в технике. Т. 1, М.: Мир, 1986, 349 с.
10. Реклейтис Г., Рейвиндран А., Регсдел К. Оптимизация в технике. Т. 2, М.: Мир, 1986, 318 с.
11. Родимов А.П. и др. Исследование эффективности и чувствительности алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов и помех, синтезированных по методу переменных состояния// Вопросы кибернетики (теория чувствительности и ее применение).- М.: АН СССР, 1981.- Вып. 74.- С. 171-191.
12. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника.- М.: Радио и связь, 1982.- 622 с.
13. Уидроу Б. и др. Адаптивные антенные системы.- ТИИЭР, 1967, т.55, №12.- С. 78-95.
14. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ.- М.: Радио и связь, 1989.- 440 с.

## ADAPTIVE TIME-SPATIAL PROCESSING OF PM SIGNALS IN MULTIPATH CHANNELS BASED ON KALMAN'S ALGORITHM

*Tarasov G.A., Tarasov A.G.*

The article contemplates the applied problem of using of adaptive antennas systems to raise quality of reception of phase-modulated (PM) signals in multipath channels. Introduced approach provides adaptive optimal beam-forming, compensation of intersymbol interference and demodulation in single procedure of time-spatial processing minimizing error mean square in output signal of demodulator.

### *Уважаемые авторы!*

Редакция научно-технического журнала "Цифровая обработка сигналов" просит Вас соблюдать следующие требования к материалам, направляемым на публикацию:

#### *1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:*

- Текст - текстовый редактор Microsoft Word.
- Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.
- Объем статьи до 12 стр. ( шрифт 12 ). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.
- Название статьи на русском и английском языках.
- Рукопись статьи сопровождается:
  - краткой аннотацией на русском и английском языках;
  - номером УДК;
  - сведениями об авторах ( Ф.И.О., организация, телефоны, электронная почта ).

#### *2) Требования к иллюстрациям:*

Векторные ( схемы, графики ) - желательно использование графических редакторов Adobe Illustrator или Corel DRAW.

- Растровые ( фотографии, рисунки ) - М 1:1, разрешение не менее 300dpi, формат tiff.