

АДАПТИВНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ И МНОГОЛУЧЕВОСТИ

Джиган В.И., д.т.н., главный научный сотрудник Института проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук и профессор Национального исследовательского университета «Московский институт электронной техники», e-mail: djigan@yandex.ru.

ADAPTIVE ANTENNA ARRAY FOR OPERATION IN INTERFERENCE AND MULTIPATH CONDITIONS

Djigan V.I.

The paper considers a simultaneous using of an adaptive antenna array and a feedback equalizer for signal receiving in the presence of the sources of the interference and the desired signal multipath. The architecture of such array and equalizer, two adaptive algorithms (RLS and NLMS), description and simulation results, confirming the efficiency of the solution in a circular array, are presented.

Key words: adaptive array, RLS algorithm, NLMS-algorithm, pilot signal, circular array.

Ключевые слова: адаптивная антенная решетка, RLS-алгоритм, NLMS-алгоритм, пилот-сигнал, кольцевая решетка.

Введение

Сегодня адаптивная обработка сигналов [1-3] широко используется в оборудовании систем радиосвязи в части антенных решеток [4-9] и эквалайзеров характеристик каналов связи [10, 11]. Технология адаптивных антенных решеток (ААР) состоялась во многом, благодаря технологии цифровых антенных решеток (ЦАР) [12, 13], которая обеспечивает возможность доступа к сигналам каналов решетки, как это требуется в адаптивных фильтрах. В основе работы ААР могут находиться различные критерии [4-9], среди которых в системах связи широкое распространение получил критерий минимума среднеквадратичного отклонения между тренировочным (пилот) и выходным сигналами решетки.

Пилот-сигнал является частью передаваемой последовательности данных. При его использовании адаптация (подавление помех) приемной антенной решеткой обычно осуществляется на участках периодически повторяемых пилот-сигналов при использовании в качестве требуемого сигнала таких же пилот-сигналов, генерируемых на приемной стороне. Адаптация также может продолжаться и на участках приема собственно данных при использовании в качестве требуемого сигнала декодированных символов на выходе антенной решетки в предположении что на длительности участков пилот-сигналов антенная решетка полностью подавляет сигналы источников внешних помех.

Такое решение хорошо подавляет помехи в выходном сигнале решетки, а также позволяет одновременно настроиться на источник полезного сигнала (сформировать основной луч диаграммы направленности (ДН) в направлении на этот источник) при условии отсутствия многолучевого распространения полезного сигнала.

Рассматривается совместное использование адаптивной антенной решетки и эквалайзера с обратной связью для приема сигналов в условиях наличия источников направленных помех и многолучевости. Приводятся архитектура такой антенной решетки и эквалайзера, математические процедуры двух алгоритмов адаптации (RLS и NLMS), а также результаты моделирования, подтверждающие работоспособность и эффективность предлагаемого решения на примере кольцевой антенной решетки.

Однако это решение работает плохо при многолучевом распространении полезного сигнала. В этом случае ААР не может полностью минимизировать ошибку между ее требуемым и выходным сигналами. В результате этого в выходном сигнале ААР присутствуют и сигналы отраженных лучей, т.е. межсимвольная интерференция, и не полностью подавленные сигналы источников помех.

Эквалайзер, который должен обеспечивать подавление межсимвольной интерференции, будучи подключенным к выходу такой решетки, также работает плохо, т.к. на его входе присутствуют не полностью подавленные сигналы от источников помех, уровень которых может существенно превышать уровень шума канала связи, на работу в условиях которого обычно рассчитывается эквалайзер.

В связи с вышесказанным, решению данной проблемы, а именно совместной работы антенной решетки и эквалайзера в условиях помех и многолучевости, посвящено ряд работ [14-21]. Основным недостатком этих работ является то, что антенная решетка, содержащая по одному весовому коэффициенту в каждом канале, и эквалайзер работают как независимые адаптивные устройства. Поэтому, работают ли решетка и эквалайзер последовательно во времени или одновременно по одному и тому же пилот-сигналу, такая комбинация независимых адаптивных устройств хоть и улучшает функционирование системы связи, но не достигает тех показателей, которые можно получить, включив прямую ветвь адаптивного эквалайзера (Feed-Forward, FF) распределено в каж-

дый канал ААР, т.е. используя его весовые коэффициенты в качестве весовых коэффициентов ААР.

В настоящей работе приводится архитектура и алгоритмы функционирования ААР, представляющей собой распределённый по каналам решетки ветвь FF эквалайзера, к выходу которой подсоединена обратная ветвь эквалайзера (Feed-Backward, FB). В работе представлены пример адаптивного рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) и алгоритма по критерию наименьшего квадрата (Normalized Least Mean Square, NLMS), реализующих распределённый по антенной решетке FF эквалайзер и FB эквалайзер, которые работают на символической скорости (Symbol-Spaced, SS) как единое адаптивное устройство. Данное решение может быть легко модифицировано на случай т.н. дробной задержки (Fractionally-Spaced, FS), в котором FF-часть эквалайзера работает на скорости, кратной символической скорости, а FB-часть – на символической скорости. В работе также приводятся результаты моделирования (с использованием RLS-алгоритма), которые подтверждают работоспособность и демонстрируют эффективность предложенного решения.

Архитектура адаптивной решетки и эквалайзера как единого адаптивного устройства

Архитектура предлагаемого устройства представлена на рис. 1. Антенная решетка может содержать произвольное число антенн M , иметь произвольную геометрическую конфигурацию, от которой зависит амплитудно-фазовые соотношения в принимаемых решёткой сигналах $x_m(t)$ [22]. Эти сигналы образуют вектор непрерывных по времени t сигналов

$$\mathbf{x}_M(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_m(t), \dots, x_M(t)]^T, \quad (1)$$

которые преобразуются на нулевую промежуточную частоту с помощью стандартного цифрового приемника в каждом канале решетки, содержащего радиоприемник (на рис. 1 обозначен как «Приемник»); преобразователь частоты (ПЧ) на нулевую промежуточную частоту; фильтр с амплитудно-частотной характеристикой «корень квадратный с приподнятого косинуса» (Root-Raised-Cosine, RRC, filter) и дециматор принятых отсчетов сигналов в L раз. Здесь и далее верхний индекс T будет использоваться для обозначения операции транспонирования вектора или матрицы, а верхний индекс H – для обозначения операции эрмитова сопряжения, т.е. транспонирования и комплексного сопряжения, обозначаемого символом $*$, элементов вектора или матрицы. Нижний индекс N в обозначениях векторов и матриц будет указывать на число элементов в векторе или число элементов в квадратной матрице, определяемое как $N \times N$.

Сигналы на выходе дециматоров образуют вектор цифровых сигналов

$$\mathbf{x}_M(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k), \dots, x_M(k)]^T, \quad (2)$$

которые в качестве входных сигналов распределённых по каналам ААР FF эквалайзеров.

В данной работе рассматривается функционирование адаптивного устройства на символической скорости,

поэтому k – это номер отсчета сигналов на символической скорости, и номер принимаемого символа данных.

Векторы весовых коэффициентов антенной решетки и FF части эквалайзера

$$\mathbf{h}_{N_F}^{(m)}(k) = [h_{1,F}^{(m)}(k), h_{2,F}^{(m)}(k), \dots, h_{m,F}^{(m)}(k), \dots, h_{M,F}^{(m)}(k)]^T \quad (3)$$

и векторы сигналов в каналах антенной решетки

$$\mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) = [x_m(k), x_m(k-1), \dots, x_m(k-n), \dots, x_m(k-N_F+1)]^T, \quad (4)$$

будучи перемноженными и сложеными, образуют выходной сигнал антенной решетки как

$$y_F(k) = \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{N_F}^{(m)H}(k-1) \mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k), \quad (5)$$

где N_F – число весовых коэффициентов FF части эквалайзера/антенной решетки.

Сигнал FB части эквалайзера образуется как

$$y_B(k) = \mathbf{h}_{N_B}^H(k-1) \mathbf{x}_{N_B}(k), \quad (6)$$

где N_B – число весовых коэффициентов FB части эквалайзера,

$$\mathbf{x}_{N_B}(k) = [d(k-1), d(k-2), \dots, d(k-n), \dots, d(k-N_B)]^T, \quad (7)$$

вектор сигналов в FB части эквалайзера, а $d(k)$ – требуемый сигнал адаптивной системы, в качестве которой выступает известный пилот-сигнал, вырабатываемый на приемной стороне, или сигнал с выхода решающего устройства (см. блок «Решение» на рис. 1) $\hat{y}(k)$ в режиме приема данных.

Сумма сигналов

$$y(k) = y_F(k) + y_B(k), \quad (8)$$

образует выходной сигнал единного адаптивного устройства: антенная решетка и FR/FB эквалайзер. Этот сигнал можно представить как выходной сигнал $(M+1)$ -канального адаптивного фильтра

$$y(k) = \mathbf{h}_N^H(k-1) \mathbf{x}_N(k), \quad (9)$$

где

$$\mathbf{h}_N(k) = [\mathbf{h}_{N_F}^{(1)T}(k), \mathbf{h}_{N_F}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N_F}^{(m)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N_F}^{(M)T}(k), \mathbf{h}_{N_B}^T(k)]^T, \quad (10)$$

$$\mathbf{x}_N(k) = [\mathbf{x}_{N_F}^{(1)T}(k), \mathbf{x}_{N_F}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{x}_{N_F}^{(m)T}(k), \dots, \mathbf{x}_{N_F}^{(M)T}(k), \mathbf{x}_{N_B}^T(k)]^T, \quad (11)$$

$$\text{а } N = MN_F + N_B.$$

С учетом приведенных обозначений, RLS-алгоритм на основе леммы об обращении матрицы [2] для адаптивного устройства (рис. 1) можно представить как это показано в табл. 1, а NLMS-алгоритм – как это показано в табл. 2. В табл. 1 и табл. 2, λ – это параметр экспоненциального взвешивания обрабатываемых сигналов, δ^{-2} – параметр начальной регуляризации корреляционной матрицы $\mathbf{R}_N(k)$, $\mathbf{0}_N$ – нуль-вектор и \mathbf{I}_N – единичная диагональная матрица, μ – шаг сходимости [2].

Табл. 1 может быть модифицирована на случай дру-

Таблица 1. Адаптивный RLS-алгоритм для архитектуры (рис. 1)

Вычисления	Ссылки
Initialization : $\mathbf{x}_N(0) = \mathbf{0}_N, \mathbf{R}_N^{-1}(0) = \delta^{-2} \mathbf{I}_N, \mathbf{h}_N(0) = \mathbf{0}_N$	(1.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
For $m = 1, 2, \dots, M$	
$\mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) \Big _{2:N_F} = \mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) \Big _{1:N_F-1}$	(1.1)
$\mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) \Big _1 = x_m(k)$	(1.2)
End for m	
$\mathbf{x}_{N_B}(k) \Big _{2:N_B} = \mathbf{x}_{N_B}(k) \Big _{1:N_B-1}$	(1.3)
$\mathbf{x}_{N_B}(k) \Big _1 = d(k-1)$	(1.4)
$\mathbf{x}_N(k) = \left[\mathbf{x}_{N_F}^{(1)T}(k), \mathbf{x}_{N_F}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{x}_{N_F}^{(m)T}(k), \dots, \mathbf{x}_{N_F}^{(M)T}(k), \mathbf{x}_{N_B}^T(k) \right]^T$	(1.5)
$\mathbf{g}_N(k) = \frac{\mathbf{R}_N^{-1}(k-1)\mathbf{x}_N(k)}{\lambda + \mathbf{x}_N^H(k)\mathbf{R}_N^{-1}(k-1)\mathbf{x}_N(k)}$	(1.6)
$\mathbf{R}_N^{-1}(k) = \lambda^{-1} \left[\mathbf{R}_N^{-1}(k-1) - \mathbf{g}_N(k)\mathbf{x}_N^H(k)\mathbf{R}_N^{-1}(k-1) \right]$	(1.7)
$y(k) = \mathbf{h}_N^H(k-1)\mathbf{x}_N(k)$	(1.8)
$\alpha(k) = d(k) - y(k)$	(1.9)
$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{h}_N(k-1) + \mathbf{g}_N(k)\alpha^*(k) =$	(1.10)
$= \left[\mathbf{h}_{N_F}^{(1)T}(k), \mathbf{h}_{N_F}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N_F}^{(m)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N_F}^{(M)T}(k), \mathbf{h}_{N_B}^T(k) \right]^T$	
End for k	

Таблица 2. Адаптивный NLMS-алгоритм для архитектуры (рис. 1)

Вычисления	Ссылки
Initialization : $\mathbf{x}_N(0) = \mathbf{0}_N, \mathbf{h}_N(0) = \mathbf{0}_N$	(2.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
For $m = 1, 2, \dots, M$	
$\mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) \Big _{2:N_F} = \mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) \Big _{1:N_F-1}$	(2.1)
$\mathbf{x}_{N_F}^{(m)}(k) \Big _1 = x_m(k)$	(2.2)
End for m	
$\mathbf{x}_{N_B}(k) \Big _{2:N_B} = \mathbf{x}_{N_B}(k) \Big _{1:N_B-1}$	(2.3)
$\mathbf{x}_{N_B}(k) \Big _1 = d(k-1)$	(2.4)
$\mathbf{x}_N(k) = \left[\mathbf{x}_{N_F}^{(1)T}(k), \mathbf{x}_{N_F}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{x}_{N_F}^{(m)T}(k), \dots, \mathbf{x}_{N_F}^{(M)T}(k), \mathbf{x}_{N_B}^T(k) \right]^T$	(2.5)
$y(k) = \mathbf{h}_N^H(k-1)\mathbf{x}_N(k)$	(2.6)
$\alpha(k) = d(k) - y(k)$	(2.7)
$\mathbf{h}_N(k) = \mathbf{h}_N(k-1) + \frac{\mu}{\mathbf{x}_N^H(k)\mathbf{x}_N(k) + \delta^2} \alpha^*(k) =$	(2.8)
$= \left[\mathbf{h}_{N_F}^{(1)T}(k), \mathbf{h}_{N_F}^{(2)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N_F}^{(m)T}(k), \dots, \mathbf{h}_{N_F}^{(M)T}(k), \mathbf{h}_{N_B}^T(k) \right]^T$	
End for k	

гих многоканальных RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации [2], включая их быстрые версии, а табл. 2 – на случай других алгоритмов на основе градиентного

спуска. Обе таблицы легко модифицируются на случай использования дробной задержки в части FF эквалайзеров.

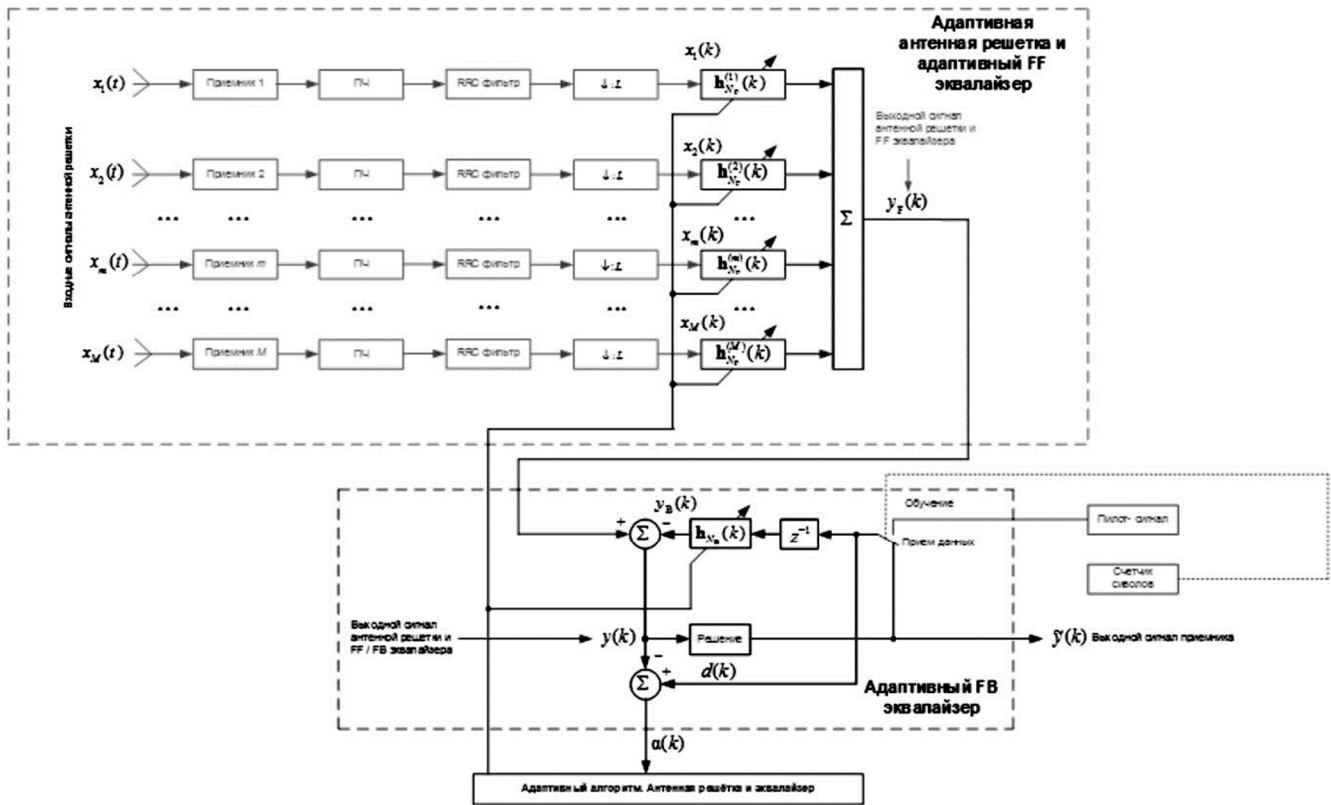


Рис. 1. Архитектура ЦАП и FF/FB эквалайзера как единого адаптивного устройства

Результаты моделирования

Ниже приводятся результаты моделирования, подтверждающие работоспособность и эффективность решения (рис. 1 и табл. 1) на примере 3-х элементной ($M = 3$) кольцевой антенной решетки (рис. 2).

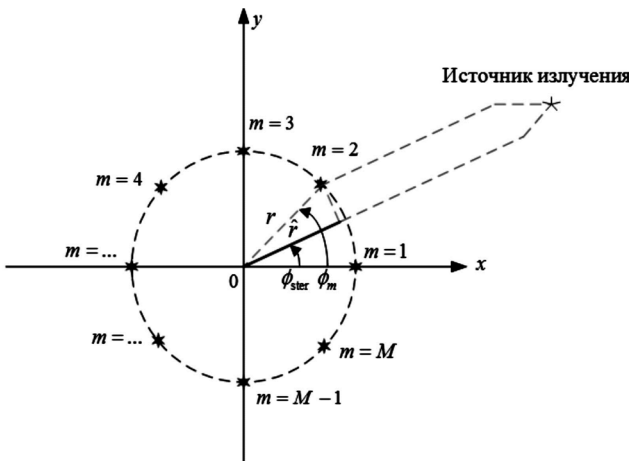


Рис. 2. Геометрия кольцевой решетки

Кольцевые антенные решетки [23] обычно используются для приема сигналов в азимутальной плоскости в пределах $0 \dots 360^{\circ}$, характеризуются постоянной шириной диаграммы направленности (ДН), а потому находят широкое применения в системах современной связи. Из рис. 2 следует, что пространственный набег фаз в m -й антенне (на рисунке показан пример для 2-й антенны) относительно геометрического центра решетки определяется как

$$\psi_m = \frac{2\pi}{\lambda} \hat{r} = \frac{2\pi}{\lambda} r \cdot \cos(\phi_m - \phi_{ster}) \quad (12)$$

где λ – длина волны несущего колебания; r – радиус

решетки; ϕ_m – полярный угол (азимут), определяющий положение m -й антенны; а ϕ_{ster} – полярный угол, определяющий направление на источник сигнала.

Формула (12) используются при расчете значений фаз, устанавливаемых с помощью фазовращателей в каналах антенной решетки, которые компенсируют фазовые набег (12) как

$$\varphi_m = -\psi_m, \quad (13)$$

обеспечивая тем самым когерентное (синфазное) сложение волн, принимаемых всеми антеннами с направления ϕ_{ster} .

Ненормированная ДН антенной плоской антенной решетки определяется как

$$F(\phi) = \sum_{m=1}^M e^{j(\psi_m + \varphi_m)}. \quad (14)$$

Работоспособность и эффективность предложенного в статье решения демонстрируется для случая приема сигнала 8-PSK (Phase Shift Keying) в условиях многолучевости (2 провала а амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) канала связи), при отношении сигнал-шум (ОСШ) на входах приемников антенной решетки, равном 30 дБ, и наличии двух источников помех с отношением сигнал-помеха, равным 30 дБ каждая, ориентированных под углами $\theta_{\Pi}^{(1)} = 120^{\circ}$ и $\theta_{\Pi}^{(2)} = -120^{\circ}$ в системе координат, рис. 2. Причем источник первой помехи изначально ориентирован в направлении максимума исходной ДН, а источник полезного сигнала – в направлении $\theta_c = 0^{\circ}$.

Канал связи моделируется фильтром с конечной импульсной характеристикой с пятью весовыми коэффициентами. Число весовых коэффициентов $N_F = 6$ и $N_B = 5$. Число символов в пилот-сигнале – 500, число

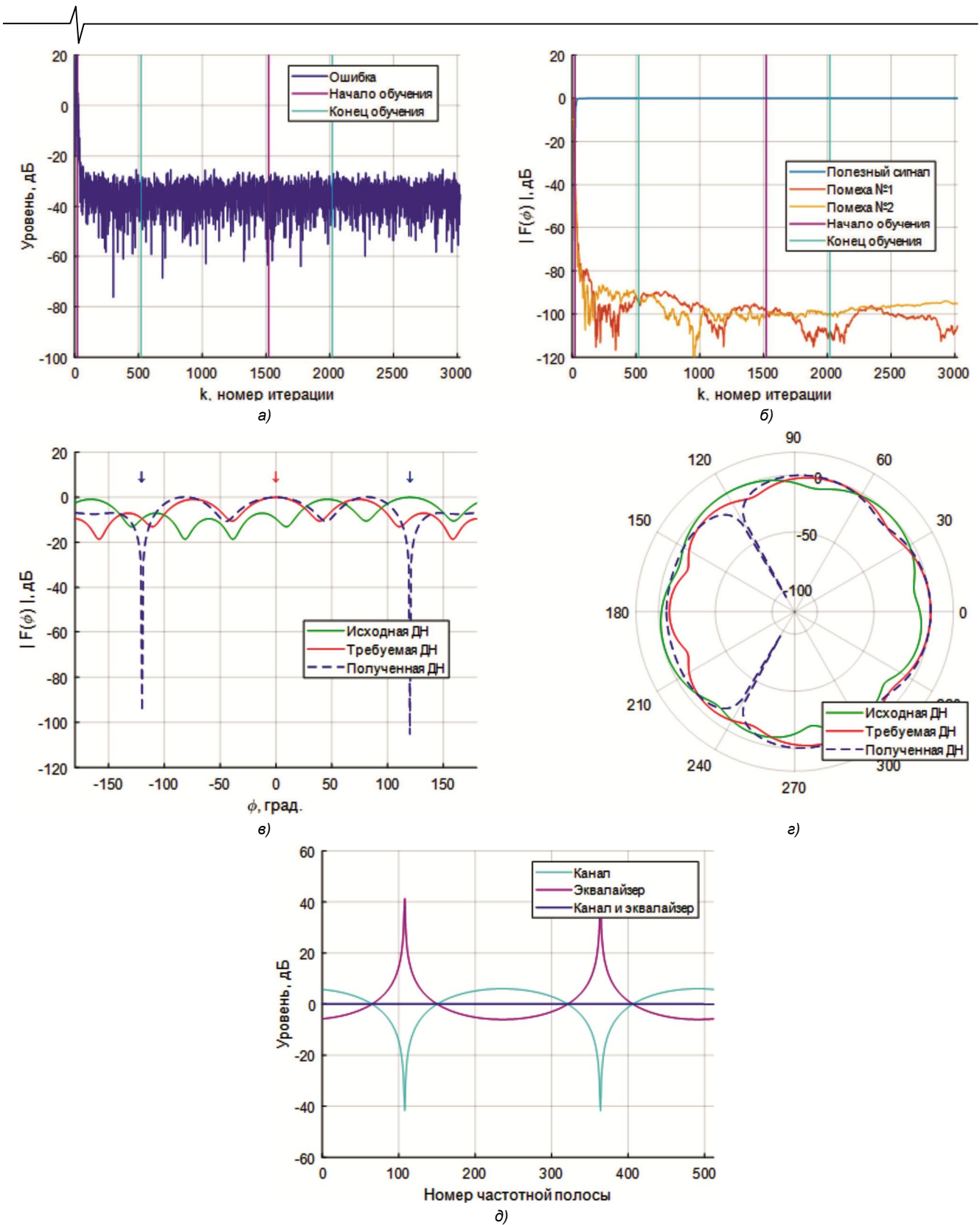


Рис. 3. Результаты моделирования:

- а) – переходный процесс в терминах нормированной ошибки на выходе антенная решетка/эквалайзер;
- б) – переходный процесс в терминах нормированной ДН в направлении источников сигналов;
- в) – ДР антенной решетки в декартовой системе координат; г) – ДР антенной решетки в полярной системе координат;
- д) – АЧХ канала связи

символов данных – 1000. Адаптация осуществляется и на участках пилот-сигналов, и в режиме приема данных. Результаты моделирования показаны на рис. 3 для числа блоков: пилот-данные, равном 2. Результаты моде-

лирования NLMS-алгоритма на представлены, они примерно такие же при условии десятикратного увеличения длительности пилот-сигнала и соответствующем выборе шага сходимости μ .

Рис. 3 а) показывает, что уровень ошибки на выходе системы антенная решетка и эквалайзер в установившемся состоянии составляет примерно -30 дБ, что, разумеется, ограничивается входным ОСШ = 30 дБ приемника.

Рис. 3 б) показывает, что в установившемся режиме уровень ДН в направлении на источник полезного сигнала равен 0 дБ, а в направлении источников помех – около -100 дБ, что свидетельствует об ориентации в процессе адаптации основного луча ДН на источник полезного сигнала, т.е. перемещении исходного с направления $\theta_{\Pi}^{(1)} = 120^\circ$ в требуемое направление $\theta_c = 0^\circ$, и подавлении сигналов от источников помех в выходном сигнале решетки.

Рис. 3 в) и рис. 3 г) также демонстрируют, что в процессе адаптации максимум ДН решетки с направления $\theta_{\Pi}^{(1)} = 120^\circ$ (см. зеленую ДН) перемещается в направле-

ние $\theta_c = 0^\circ$ (см. синюю ДН), что свидетельствует об одновременном поиске источника полезного сигнала и подавлении сигналов источников помех (см. провалы в синей ДН). Требуемая ДН без подавления помех, т.е. ориентированная в направлении $\theta_c = 0^\circ$, на рис. 3 в) и рис. 3 г) обозначена красной кривой.

Рис. 3 д) показывает, что решение (рис. 1) выравнивает АЧХ канала связи (см. синюю линию). Качество этого выравнивания в терминах неравномерности совместной АЧХ канала связи и эквалайзера показано на рис. 4, а терминах информационных созвездий – на рис. 5. Очевидно, что с уменьшением ОСШ на входе эквалайзера, качество его работы уменьшается, т.к. наличие шума на входе смещает оптимальное решение адаптивной системы [1-3].

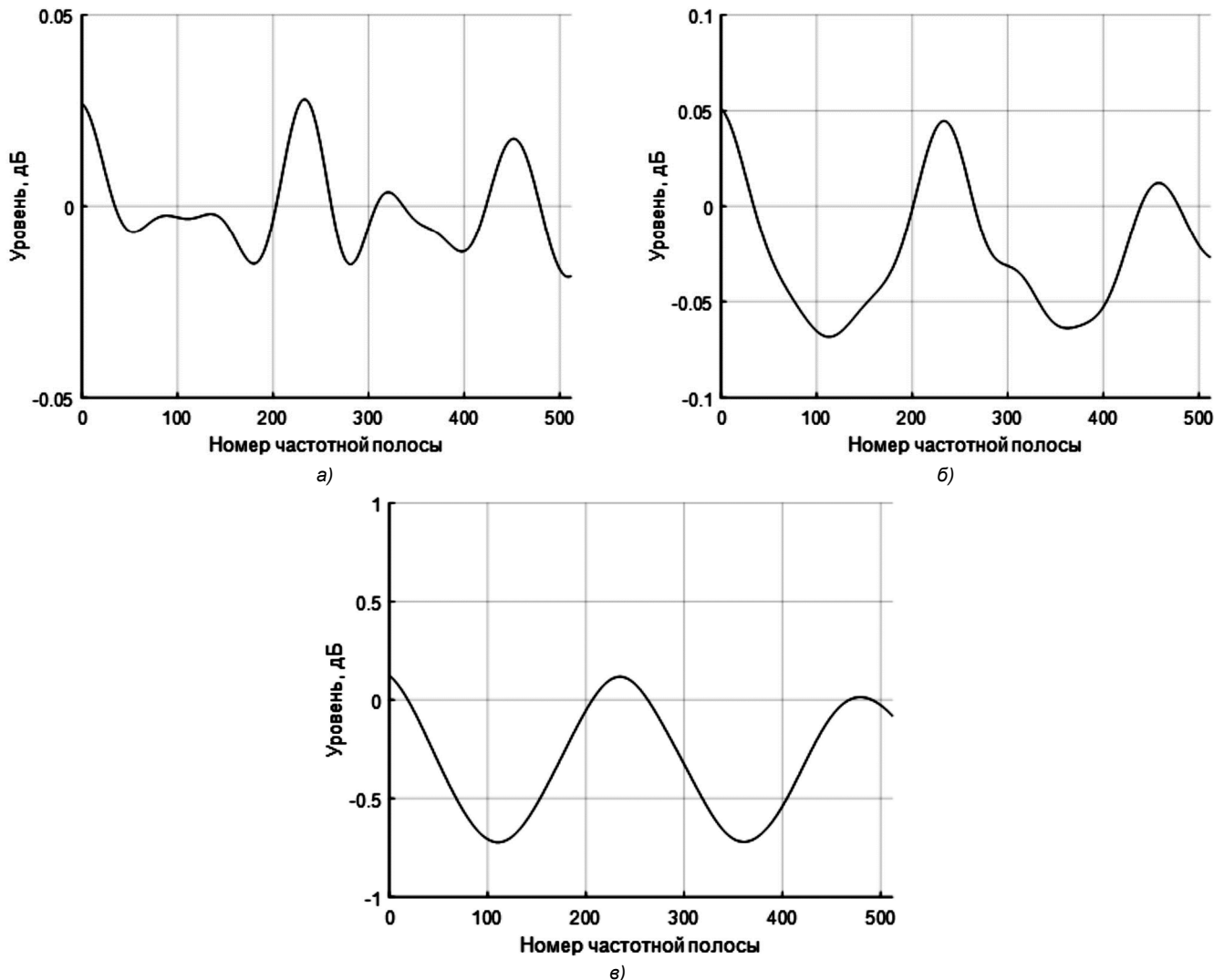


Рис. 4. Результаты моделирования: а) – выровненная АЧХ, ОСШ = 30 дБ; б) – выровненная АЧХ, ОСШ = 20 дБ; в) – выровненная АЧХ, ОСШ = 10 дБ

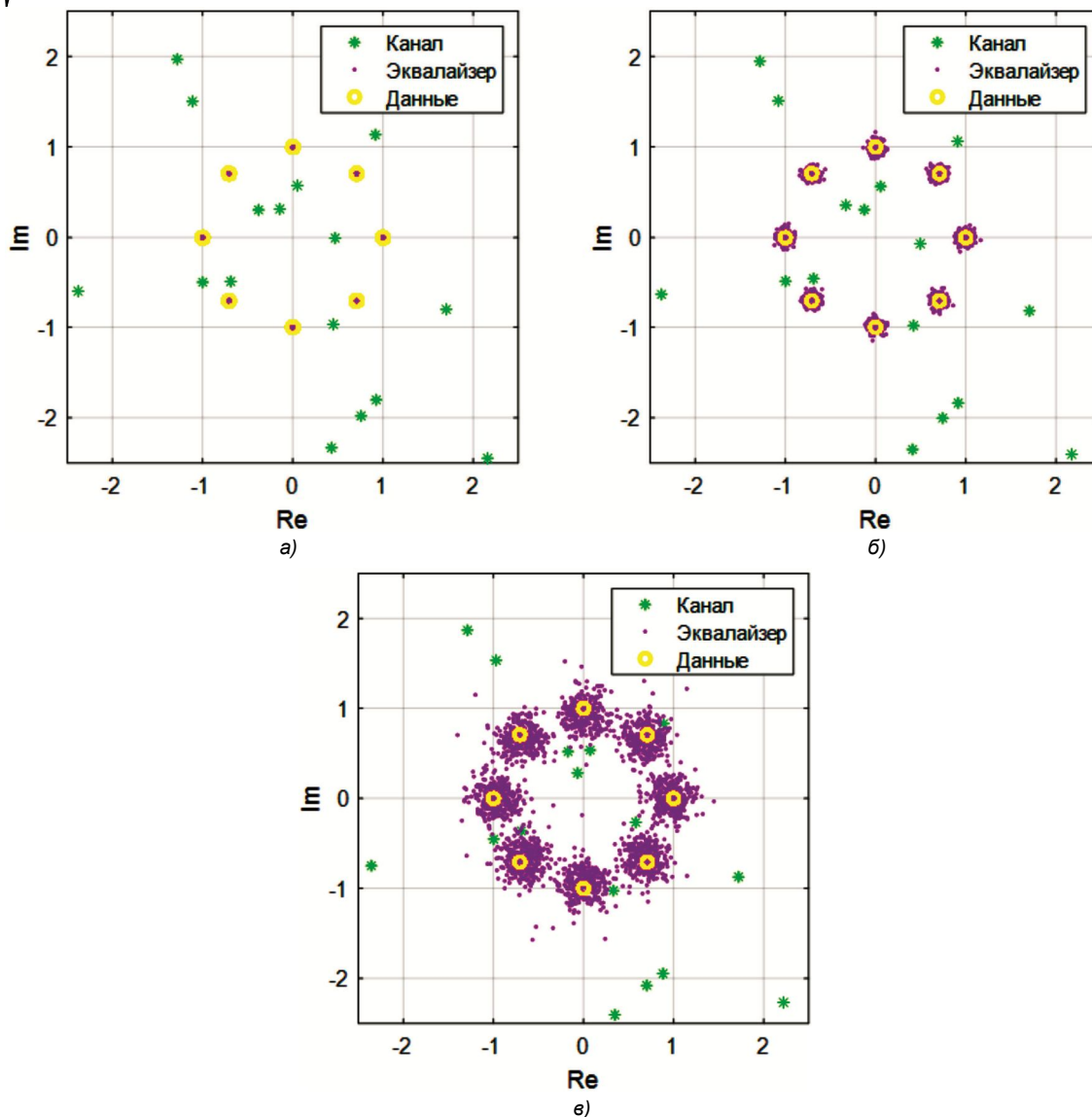


Рис. 5. Результаты моделирования: а) – созвездия при ОСШ = 30 дБ; б) – созвездия при ОСШ = 20 дБ; в) – созвездия при ОСШ = 10 дБ

Заключение

Таким образом, в работе представлено решение на базе адаптивной антенной решетки и распределенного адаптивного эквалайзера, обеспечивающее работоспособность системы связи в условиях внешних помех и многолучевости принимаемого полезного сигнала, а также обеспечивающее поиск источника полезного сигнала без предварительного сканирования по пространству, что уменьшает время вхождения в связь. Эффективность этого решения продемонстрирован путем математического моделирования.

Литература

1. Diniz P.S.R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation (4-rd edition). Springer Science + Business Media, 2013. – 652 p.
2. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов. Теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
3. Haykin S. Adaptive filter theory. Fifth edition. Pearson Education Inc., 2014. – 889 p.
4. Hudson J.E. Adaptive array principles. Peregrinus on

behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1981. – 253 p.

5. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Издательство Ленинградского университета, 1983. – 240 с.

6. Compton R.T. Adaptive antennas. Concepts and performance. Prentice Hall, 1988. – 448 p.

7. Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. – 200 с.

8. Allen B., Ghavami M. Adaptive array systems. Fundamentals and applications. John Wiley & Sons Ltd., 2005. 250 p.

9. Monzingo R.A., Haupt R.L. Miller T.W. Introduction to adaptive arrays. (2nd edition). SciTech Publishing, 2011. 510 p.

10. Qureshi S. **Adaptive equalization** // IEEE Communications Magazine. 1982. Vol. 20. № 2. – P. 9-16.

11. Qureshi S. **Adaptive equalization** // Proceedings of the IEEE. 1985. Vol. 73. № 9. – P. 1349-1387.

12. Litva J., Lo T.K.-Y. Digital beamforming in wireless communications. Artech House., 1996. – 301 p.

13. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. – М: Радиотехника. – 144 с.

14. Lindskog E., Ahlen A., Sternad M. Combined spatial and temporal equalization using an adaptive antenna array and a decision feedback equalization scheme // Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Dertoit, USA, 2. 12 May, 1995. Vol. 2. Pp. 1189-1192.
15. Perahia E., Pottie G.J. Adaptive antenna arrays and equalization for indoor digital radio // Proceedings of the International Conference on Communications. Dallas, USA, 23-27 June 1996. Pp. 592-597.
16. Vaidyanathan C., Buckley K.M. An adaptive decision feedback equalizer antenna array for multiuser CDMA wireless communications // Conference Record of The Thirtieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, USA 3-6 November, 1996. Vol. 1. Pp. 340-344.
17. Choy F. Cherniakov M. Combinations of adaptive antennas and adaptive equalizers for mobile communications // IEEE Region 10 Annual Conference. Speech and Image Technologies for Computing and Telecommunications. Brisbane, Australia, 4 December 1997. Pp. 497-500.
18. Lee J.-Y., Samueli H. Adaptive antenna arrays and techniques for high bit-rate QAM receivers // IEEE Journal on Selected Areas in Communication. 1999. Vol. 17. № 4. Pp. 677-688.
19. Maw-Lin Leou M.-L., Yeh C.-C., Li H.-J. A novel hybrid of adaptive array and equalizer for mobile communications // IEEE Trans. On Vehicular Technolog. 2000. Vol. 49. № 1. Pp. 1-10.
20. Ichikawa Y, Tomitsuka K., Obote S., Kagoshima K. Computational complexity reduced MMSE adaptive array antenna with space-temporal joint equalization // Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2001 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting. Boston, USA, 8-13 July 2001. Vol. 4. Pp. 30-33.
21. Preisig J. Challenges and analysis of adaptive multi-channel equalization for large-N arrays // Proceedings of the 49th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. 2015. Pacific Grove, USA, 8-11 Nov. 2015. Pp. 239-243.
22. Плетнева И.Д., Джиган В.И. Моделирование обработки сигналов в цифровых антенных решетках // Исследования в области цифровых систем связи (Межвузовский сборник). М.: Изд. МИЭТ, 2007. – С. 36-43.
23. Бененсон Л.С., Журавлев В.А., Попов С.В., Постнов Г.А. Антенные решетки: обзор зарубежных работ. М.: Радио и связь, 1966. – 367 с.