

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КАНАЛОВ РАДИОСВЯЗИ С ААР ПУТЕМ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Звездина М.Ю., Звездина Ю.А., Сильницкий С.А.

Ростовская академия сервиса (филиал) ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса», e-mail: zvezdina_m@mail.ru

Аннотация. Для повышения помехоустойчивости спутниковых каналов радиосвязи в докладе предлагается ввести в схему адаптивной антенной решетки дополнительный блок. Назначение данного блока - исключение полезного сигнала из устройства формирования вектора весовых коэффициентов для обеспечения непрерывности связи. Приводятся результаты численных исследований.

Наблюдаемое в настоящее время развитие информационных технологий, приводящее к появлению все более сложной радиоэлектронной аппаратуры различного назначения, предназначенной для установки, в том числе и на мобильные объекты (автомобили личного и специального назначения), делает особо актуальными вопросы обеспечения устойчивой радиосвязи в условиях помех различной мощности. Для оценки помехоустойчивости радиосвязи используем вероятность ошибочного приема посылки, представляющей собой последовательность M -символов. Данная величина, как показано в [1], может быть получена по известному значению отношения сигнал/помеха+шум (ОСПШ) Q :

$$P_{ош}(Q) = 1 - (2\pi)^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-0.5(x - (MQ)^{1/2})^2\right] \cdot \Phi^{M-1}(x) dx, \quad (1)$$

где $\Phi(x) = (2\pi)^{1/2} \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt$.

Традиционно для обеспечения устойчивой радиосвязи в условиях помех различной мощности используются адаптивные антенные решетки (ААР). Особенностью данных антенн является необходимость создания соответствующего режима обучения, после которого они позволяют в режиме реального времени формировать «нули» диаграммы направленности в направлении прихода помеховых сигналов [2, 3]. Однако в ряде случаев, например, для машин, задействованных в системе МЧС, требуется обеспечивать непрерывный режим связи, при котором в момент обучения прием полезного сигнала не может быть исключен. Данное обстоятельство приводит к тому, что качество приема сигнала, оцениваемое величиной ОСПШ, резко падает, что подтверждается данными табл. 1.

Т а б л и ц а 1 – Зависимость ОСПШ Q (дБ) от направления прихода полезного сигнала в различных случаях

θ_1 , град	При исключении полезного сигнала	При попадании полезного сигнала	θ_1 , град	При исключении полезного сигнала	При попадании полезного сигнала
5	13.3	-0.385	30	18.1	-0.134
10	17.4	-0.156	35	18.0	-0.136
15	18.1	-0.134	40	18.0	-0.136
20	17.8	-0.141	45	18.0	-0.134
25	17.9	-0.137			

Одним из направлений решения задачи максимизации ОСПШ ААР в условиях приема полезного сигнала в режиме обучения является введение дополнительного блока, позволяющего путем предварительной обработки исключить полезный сигнал [4].

В связи с вышесказанным целью доклада является разработка метода выбора весовых коэффициентов, обеспечивающих максимальное отношение ОСПШ на выходе ААР при условии наличия полезного сигнала на этапе формирования весовых коэффициентов.

Основой метода является введение этапа предварительной пространственной обработки сигналов, позволяющего исключить полезный сигнал при формировании ковариационной матрицы помех. С этой целью в устройстве формирования ковариационной матрицы помех предлагается выполнить взвешенное суммирование сигналов излучателей. Физически это эквивалентно формированию подрешеток, ДН которых имеют «нуль» в направлении полезного сигнала. Для обеспечения максимального ОСПШ аналогично производится обработка сигналов, поступающих на выход антенны, путем объединения их в подрешетки, максимумы ДН которых сфазированы в направлении полезного сигнала. Поскольку при исключении полезного сигнала ковариационная матрица помех, на основании которой определяются оптимальные весовые коэффициенты, формируется с использованием искаженных, а не реальных сигналов, то необходимо проводить коррекцию управляющего вектора, обеспечивающего выбор оптимальных весовых коэффициентов.

Схема, реализующая предложенный метод, приведена на рис.1. Поясним работу данной схемы на примере плоской антенной решетки, содержащей $2N$ излучателей, которая

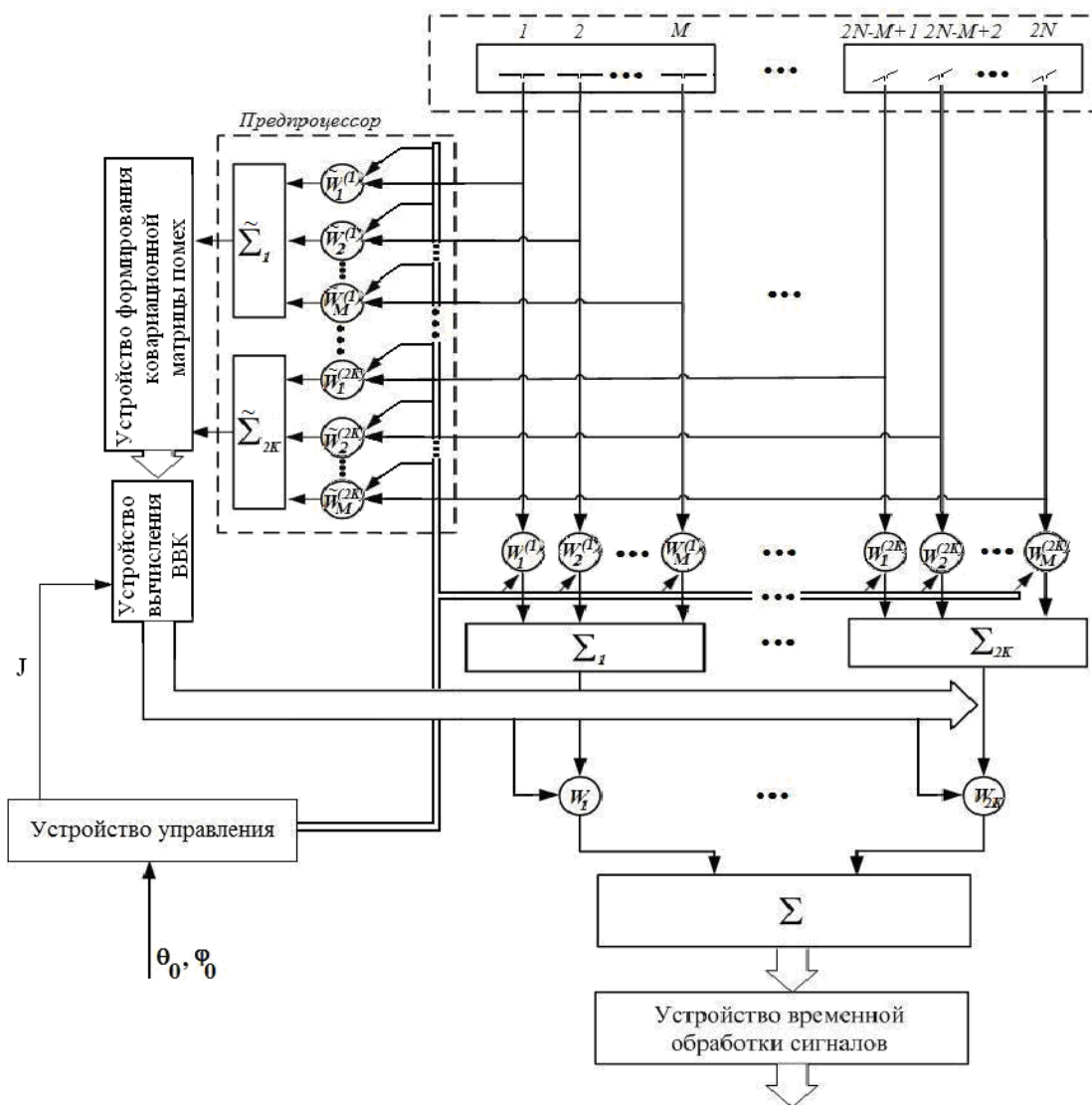


Рис.1 – Структурная схема ААР с блоком предварительной обработки

обеспечивает прием $L + 1$ сигналов произвольной поляризации. Каждый из сигналов в общем случае может быть представлен двумя компонентами напряженности электрического поля во фронте волны E_l^θ и E_l^φ . Параметры излучающего раскрыва (число, положения центров и диаграммы направленностей излучателей), параметры полезного сигнала (направление прихода, поляризация и временная структура) являются известными. Аналогичные параметры помеховых сигналов неизвестны. Каждый из $L + 1$ принимаемых сигналов произвольной поляризации на выходах излучателей в общем случае определяется выражением:

$$S_l = \Lambda V_l, \quad (3)$$

где Λ - матрица размерности $2N \times 2R$, $R \geq N$, элементы которой выражаются через взаимные сопротивления излучателей в составе АР и имеют размерность Ом^{-1} ; V_l - вектор-столбец размерности $2R \times 1$. Элементы вектора V_l учитывают проекцию напряженности вектора электрического поля на ортогонально расположенные излучатели, что описывается множителем

$$\begin{cases} E_l^\theta \cos \theta_l \cos \varphi_l - E_l^\varphi \sin \varphi_l, & \text{для } x \text{- ориентированных плеч,} \\ E_l^\theta \cos \theta_l \sin \varphi_l + E_l^\varphi \cos \varphi_l, & \text{для } y \text{- ориентированных плеч,} \end{cases} \quad (4)$$

и зависят от геометрии антенной решетки и направления прихода l -го сигнала, что описывается зависимостью $\exp\{ik\psi(x_n, y_n, z_n, \theta_l, \varphi_l)\}$, в которой θ_l, φ_l - направление прихода волны l -го сигнала; $\psi(x_n, y_n, z_n, \theta_l, \varphi_l) = (x_n \cos \varphi_l + y_n \sin \varphi_l) \sin \theta_l + z_n \cos \theta_l$.

Для исключения полезного сигнала из устройства формирования ковариационной матрицы помех излучатели объединяются в подрешетки $\tilde{\Sigma}_1, \tilde{\Sigma}_2, \dots, \tilde{\Sigma}_{2K}$ ($K \leq N$) по M элементов в каждой, ДН которых имеют «нуль» в направлении полезного сигнала. Взвешенное суммирование принимаемых сигналов $S_l^{(t)}$ производится с помощью набора весовых коэффициентов $\tilde{W}_m^{(t)}$ ($t = 1, 2, \dots, 2K$, $m = 1, 2, \dots, M$, $l = 1, 2, \dots, L$), определяемых из условия:

$$\tilde{S}_0^{(t)} = \sum_{m=1}^M \tilde{W}_m^{(t)} S_0^{(t)} = 0, \quad \tilde{S}_l^{(t)} = \sum_{m=1}^M \tilde{W}_m^{(t)} S_l^{(t)}, \quad (5)$$

где в частном случае определения весовых коэффициентов в пределах каждой подрешетки

$$\tilde{W}_m^{(k)} = \delta\left(m, \left[\frac{M+1}{2}\right]\right) - BF(k, m, \theta_f, \varphi_f), \quad (6)$$

$$B = \frac{F(k, 0.5(M+1), \theta_0, \varphi_0)}{\sum_{m=1}^M (F(k, m, \theta_0, \varphi_0) - F(k, m, \theta_f, \varphi_f))}, \quad F(k, m, \theta, \phi) = \exp(-i2\pi\lambda_i^{-1}\varphi(P(k, m), \theta, \phi)). \quad (7)$$

Функция $\varphi(\cdot)$ определяет фазовый набег для m -го излучателя в k -й подрешетке с центром, определяемом координатами $P(\cdot)$, при приходе сигнала с направления θ, ϕ ; λ_i - длина волны i -го сигнала; δ - решетчатая функция; θ_f, φ_f - параметры, определяющие набор коэффициентов предварительной обработки $\tilde{W}_m^{(k)}$.

Для фазирования луча в направлении прихода полезного сигнала используется другая совокупность подрешеток $\Sigma_1, \Sigma_2, \dots, \Sigma_{2K}$ по M элементов в каждой, диаграммы направленности которых имеют максимум в направлении полезного сигнала. Причем поскольку при исключении полезного сигнала ковариационная матрица помех, на основании которой определяются оптимальные весовые коэффициенты, формируется с использованием искаженных, а не реальных сигналов, необходимо проводить коррекцию управляющего вектора, обеспечивающего выбор оптимальных весовых коэффициентов:

$$J = \tilde{A}_{\text{пом}}^* A_{\text{пом}}^{-1} \tilde{A}_{\text{пом}}^T (DS_0)^*, \quad (8)$$

в котором ковариационная матрица помех, формируемая с использованием сигналов после предварительной обработки, определяется соотношением

$$\tilde{A}_{ном} = \sigma^2 \left(E + \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^L (\tilde{D}S_l)^* (\tilde{D}S_p)^T \right), \quad (9)$$

σ^2 - тепловые шумы в излучателях ААР, E – единичная матрица; \tilde{D} и D блочно-диагональные матрицы размерностью $2K \times 2N$, элементы которых для плоской АР имеют вид:

$$\tilde{D}_{ll} = [\tilde{W}_1^{(l)} \quad \dots \quad \tilde{W}_M^{(l)}], \quad [D_{ll}]_m = \exp\{-ik\psi(x_m^{(l)}, y_m^{(l)}, z_m^{(l)}, \theta_0, \varphi_0)\}, \quad (10)$$

$x_m^{(l)}, y_m^{(l)}, z_m^{(l)}$ - соответствующие координаты m -го излучателя в составе l -й подрешетки.

Для приведенной схемы адаптивной антенной решетки выполним оценку вероятности ошибочного приема символов в зависимости от величины относительной мощности \tilde{P} помехового сигнала. На рис.2 приведена данная зависимость, полученная в предположении, что направления прихода помехового сигнала равномерно распределены во всем секторе углов. Длина посылки принималась равной $M = 20$.

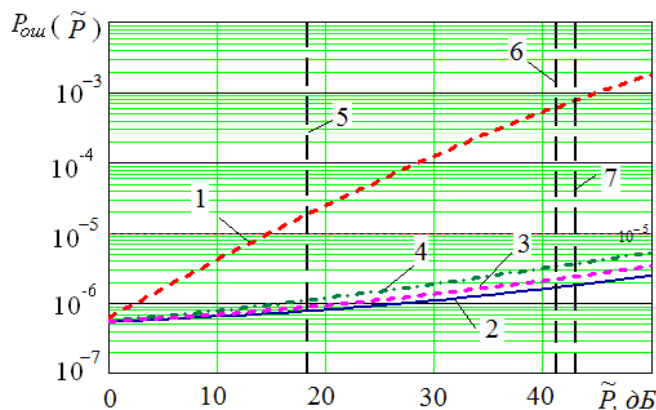


Рис.2 – Зависимость вероятности ошибочного приема символов от величины относительной мощности помехового сигнала

Кривая 1 на данном рисунке иллюстрирует данную зависимость при использовании существующих типов антенных решеток; кривая 2 - для предлагаемого варианта построения антенной решетки при отсутствии ошибок реализации амплитудно-фазового распределения; кривые 3 и 4 – для предлагаемого варианта построения антенной решетки при дисперсии амплитудно-фазового распределения 0.006 и 0.025 соответственно. Вертикальные линии 5-7 на данном рисунке соответствуют значениям приведенной мощности помех, которые могут приходиться со стороны передатчиков на космических аппаратах, самолетах и земных станций соответственно.

Анализ полученных результатов показывает, что предлагаемое изменение схемы адаптивной антенной решетки, заключающееся во введении дополнительного блока исключения полезного сигнала из устройства формирования ковариационной матрицы помех, позволяет обеспечить помехоустойчивость спутниковых каналов радиосвязи при их непрерывной работе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы. – М.: Высш. шк., 1990. – 500 с.
2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. – М.: Радио и связь, 1989. – 448 с.
3. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.
4. Габриэлян Д.Д. и др. Квазиоптимальная обработка сигналов в адаптивных антенных решетках // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2009. - №5. – С.52-55.