

РЕКУРСИВНАЯ ПРОЦЕДУРА ОЦЕНКИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО СПЕКТРА СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ БАЗИСОМ НАБЛЮДЕНИЯ ДЛЯ СОТОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Постановка задачи

Системы сотовой связи (ССС) приобретают все большее развитие как по масштабу, так и по количеству услуг связи. Электромагнитная обстановка (ЭМО) в ССС обладает существенной спецификой и характеризуется большой динамикой, нестационарностью и неравномерностью параметров. В условиях все увеличивающегося удельного количества абонентских мобильных станций ССС возможно возникновение такой ЭМО, при которой наблюдается значительное снижение качества, а зачастую и отсутствие связи. Такая ситуация характерна для большого скопления мобильных станций (выставки, конференции и т.д.) Попытки решения этой проблемы традиционными средствами на практике не всегда успешны. Традиционно для решения этой проблемы применяются частотно-временные, кодовые и энергетические методы. Однако имеющая место тенденция постоянного усложнения ЭМО предполагает изыскание дополнительных методов помехозащиты систем и линий связи [1, 2, 3]. Одним из перспективных методов помехозащиты является пространственно-временная обработка сигналов, под которой в общем случае понимают некоторую совокупность действий над сигналами, принимаемыми в разных точках пространства, позволяющую с максимальным качеством извлечь содержащуюся в них полезную информацию.

Алгоритмы пространственно-временной (или поляризационно-временной) обработки являются дополнениями к обычным алгоритмам приема сигналов и могут решать целый ряд практически важных задач [1, 2, 3, 4, 5]:

- подавлять нежелательные излучения на величину до 30 дБ и более;
- оценивать параметры пространственного спектра сигналов и ориентировать или перераспределять минимумы (нули) или максимумы излучений в нужных направлениях;
- в многолучевых каналах отслеживать максимум направления прихода полезного сигнала;
- при достаточном количестве направленных излучений обеспечивать пространственно-временной доступ (каждому терминалу – отдельный луч диаграммы направленности);
- отслеживать поляризационные изменения, которые происходят в урбанизированной среде при перемещении различных проводящих объектов.

Структурная схема алгоритма предварительной оценки пространственного спектра $\{\hat{\theta}\}$ сигналов и использование его для формирования требуемого амплитудно-фазового распределения представлена на рис. 1. Достоинством такого алгоритма является то, что он является достаточно универсальным как для решения задач приема сигналов в условиях многолучевости, где обеспечивается отслеживание максимума этого спектра, так и для решения задач подавления нежелательных сигналов (помех). В последнем случае удастся осуществлять подавление различных нестационарных (типа импульсных) помех, поскольку дается оценка их направления прихода $\{\hat{\theta}\}$.

В силу универсальности алгоритм оценки пространственных спектров сигналов позволяет определять направление прихода сигналов, что обеспечивает:

- в многолучевых линиях находить оценку направления прихода многолучевого сигнала с максимальным уровнем, что обеспечивает возможность борьбы с замираниями этого сигнала;
- в условиях наличия помеховых воздействий от других, внешних источников, в том числе источников импульсных помех, с помощью этого алгоритма легко организовать опорный канал, свободный от полезного сигнала, с дальнейшим использованием этого канала для адаптивной компенсации помех.

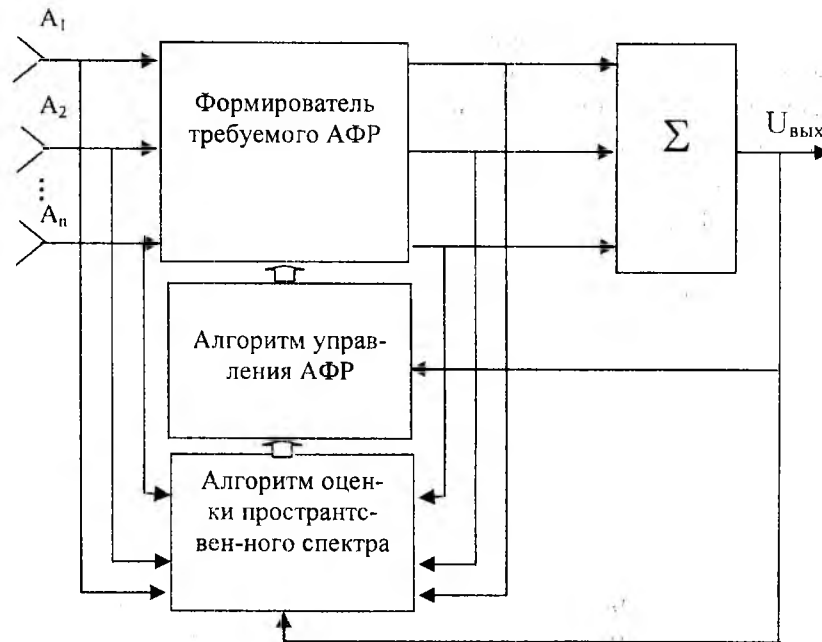


Рис. 1

Известные методы оценки пространственного спектра основаны на выделении и оценке компонент аддитивной смеси сигналов, приходящих из различных направлений.

Для детерминированных сигналов оценка вектора значений $\vec{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)^T$ производится с помощью разложения Фурье:

$$y_m(\omega_l) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-T/2}^{T/2} y_m(t) e^{-j\omega_l t} dt, \quad (1)$$

где $\omega_l = \frac{2\pi}{T}(l_1 + l)$ – значения пространственной частоты, определяемые по выборке на интервале T , с учетом эквидистантного расположения $l = 1, 2, \dots, L$ относительно 1 – го антенного элемента.

Для случайных сигналов чаще используют алгоритмы Music, Esprit и другие процедуры, основанные на получении собственных значений матрицы пространственной корреляции R_{xx} . Процедура, основанная на выделении собственных значений, является достаточно громоздкой, поскольку требует большого объема выборки, чаще расходящейся (или слабо обусловленной). Кроме того, возникают ложные отметки, являющиеся результатом мешающих параметров. К мешающим параметрам можно отнести сигналы других станций, прием по боковым лепесткам, а также собственные шумы. Поэтому данные методы не всегда позволяют произвести уверенную оценку элементов пространственного спектра. Более того, для ССС данные задачи необходимо решать в реальном масштабе времени при наличии динамической сигнально-помеховой обстановки.

Новизна результатов

В [7] нами была предложена процедура формирования пространственного спектра, каждое отсчетное значение которой сопровождается алгоритмом адаптивного подавления излучений, находящимися за пределами выделенного пространственного окна. В данной работе предлагается рекурсивная процедура оценки пространственного спектра. Таким образом, переходя от одного пространственного окна к другому, мы на каждом переходе формируем нули диаграммы направленности, ориентированные на прочие направления прихода сигналов.

Процедура состоит из трех основных рекурсивных составляющих:

- 1) выделение пространственного окна;
- 2) подавление сигналов, приходящих со всех невыделенных направлений;
- 3) рекурсивное определение отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне.

Ограничение на ширину окна определяется исходя из числа и направленности антенных элементов [6].

В первой фазе цикла формируется пространственное окно с помощью управляющего вектора:

$$\vec{V}(\theta) = \exp(j(n-1) \cdot (\pi \cdot \sin(\theta/180) \cdot \pi)), \quad (2)$$

где n – номер антенного элемента, $n = \overline{1, N}$; N – количество антенных элементов, θ – направление пространственного окна.

На второй фазе цикла включается процедура подавления сигналов, приходящих по боковым лепесткам. Данная процедура может быть реализована с использованием алгоритма Уидроу, Калмана–Бьюси, Апфельбаума или других известных алгоритмов управления вектором весовых коэффициентов адаптивной антенной решетки. Так модификация алгоритма Апфельбаума для подавления сигналов вне выделенного окна имеет следующий вид:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\beta[\vec{X}(k)\vec{W}^T(k)\vec{X}(k) - \vec{V}(\theta)], \quad (3)$$

где β – шаговая постоянная.

Далее выполняется рекурсивная процедура определения отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне:

$$P(k+1, \theta) = P(k, \theta) + \vec{W}(\theta)^T (\vec{X}(k) \cdot \vec{X}(k)^T) \vec{W}(\theta). \quad (4)$$

К началу третьей фазы переходные процессы второй фазы должны быть завершены. При этом остается отметка о сигнале, попадающем в защитное окно.

В качестве примера рассмотрим аддитивную смесь пяти сигналов, приходящих на антенную решетку по различным направлениям и имеющим как регулярные, так и флуктуационные составляющие:

$$\vec{X}(t) = \sum_{i=1}^5 \vec{X}_{ci}(t) + \vec{X}_m(t), \quad (5)$$

где $\vec{X}_{ci}(t)$ – i -й векторный сигнал; $\vec{X}_m(t)$ – гауссовский белый шум.

Сигналы имеют регулярную $\vec{X}_{pi}(t)$ и флуктуационную $\vec{X}_{\phi i}(t)$ составляющие:

$$\vec{X}_{ci} = \vec{X}_{pi} + \vec{X}_{\phi i}(t), \quad (6)$$

$$\vec{X}_{pi}(t) = A_{pi} \exp(-j\omega_0 t) \vec{V}_{ci}, \quad (7)$$

где A_{pi} – амплитуда регулярной составляющей i -го процесса, ω_0 – несущая круговая частота, $\vec{X}_{\phi}(t)$ – вектор волнового фронта i -го сигнала, $\vec{V}_{ci} = \exp(j(n-1) \cdot (\pi \cdot \sin(\theta_{ci}/180) \cdot \pi))$.

$\vec{X}_{\phi}(t)$ – флуктуационная составляющая, представляет собой марковско-гауссовский случайный процесс и формируется в соответствии с выражением:

$$\vec{X}(k+1) = \Phi(k+1, k) \vec{X}(k) + \Gamma(k) \vec{\xi}(k), \quad (10)$$

где $\Phi(k+1, k), \Gamma(k)$ – матрицы состояния и возбуждения соответственно (для стационарных процессов в этих матрицах может быть опущена зависимость от времени), $\vec{\xi}(t)$ – векторный белый гауссовский процесс.

$$\Phi_{ij}(k+1, k) = \exp(-A_{ij} - B_{ij}), \quad (11)$$

$$\Gamma_{ij}(k) = \sqrt{D\Phi_{ij}(1-\Phi_{ij})^2}, \quad (12)$$

где $A_{ij} = \frac{T + (Z|i-j|\sin\theta)/3 \times 10^8}{T_0}$; $B_{ij} = \frac{Z|i-j|}{Z_0}$, T, Z – интервалы временной и пространственной дискретизации; T_0 – интервал временной корреляции; Z_0 – радиус пространственной когерентности; D – дисперсия (мощность) сигнала на выходе антенного элемента; θ – угол прихода сигнала.

Зададим численные значения для формирования сигналов: $A_{p1} = 0,95$; $A_{p2} = 0,95$; $A_{p3} = 0,95$; $A_{p4} = 0,9$; $A_{p5} = 1$; $\theta_{c1} = -50^\circ$; $\theta_{c2} = -45^\circ$; $\theta_{c3} = 0^\circ$; $\theta_{c4} = 10^\circ$; $\theta_{c5} = 25^\circ$; $T = 1$, $Z = 2$; $T_0 = 10$; $Z_0 = 2$; $D_i = 0,1$, диапазон частот $f_0 = 5,0$ ГГц ($\lambda_0 = 6$ см); $\omega_0 = 7,9577 \cdot 10^8$.

Для АР, состоящей из $N = 10$ ненаправленных элементов, размещенных с шагом $d = \lambda_0/2$, результат разложения по пространственному спектру показан на рис. 2.

Как видно из приведенного графика, сигналы мало различимые по углу прихода, не удастся оценить.

Более точные результаты оценивания достигаются при увеличении количества антенных элементов либо при использовании антенн с узким главным лепестком. Так результаты использования процедур (2–4) при $N = 100$ ненаправленных элементов показали достаточно точную оценку пространственного спектра. Результаты разложения приведены на рис. 3.

Также результаты анализа показали, что при отношении регулярных составляющих сигналов к флуктуационным составляющим, превышающем 10 и более раз, то процедура (4) позволяет оценить пространственный спектр уже на одном шаге.

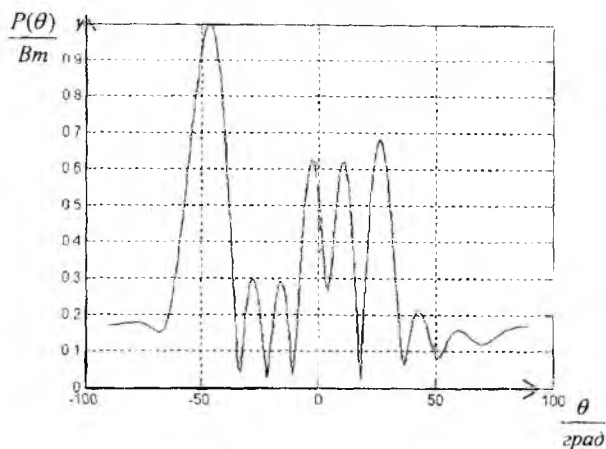


Рис. 2

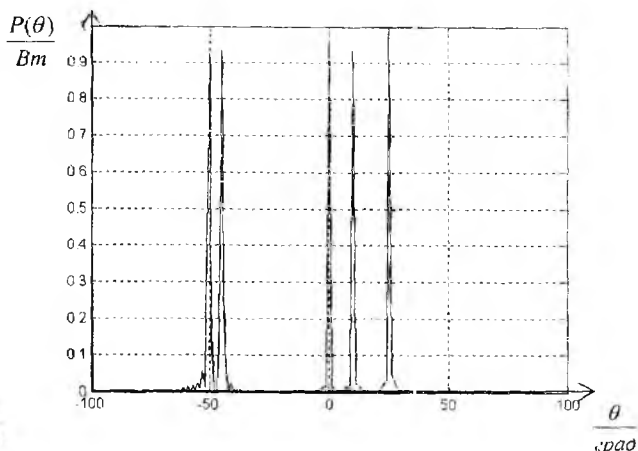


Рис. 3

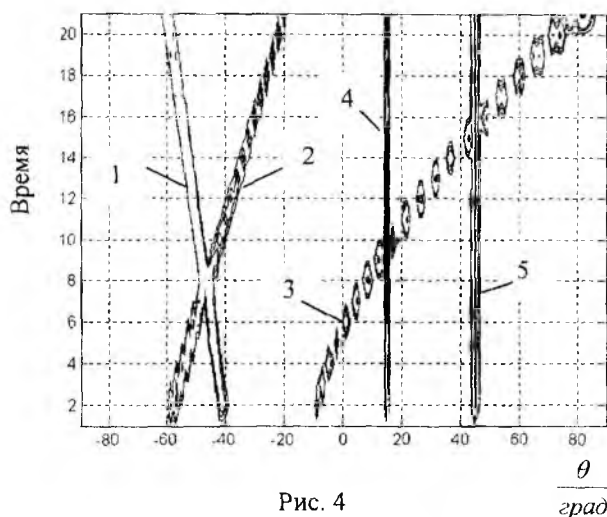


Рис. 4

Также проведен анализ функционирования процедуры (2–4) при изменении местоположения источников излучений, что характерно для ССС. Так на рис. 4 показана оценка пространственного спектра при динамической сигнально-помеховой обстановке при наличии шумов в канале наблюдения и флуктуаций сигналов. При этом источники излучений 1, 2 и 3 являются подвижными, а 4 и 5 неподвижными на данный момент. Как видно из приведенного рисунка, рекурсивная процедура оценки пространственного спектра оказалась робастной к данным деструктивным воздействиям и позволяет с достаточной точностью оценивать направления приходов сигналов в реальном масштабе времени.

Выводы

Предложенная процедура позволяет производить разложение сигналов по пространственному спектру при наличии как регулярных, так и флуктуационных составляющих. Данная рекурсивная процедура обобщает известные алгоритмы оценки пространственного спектра, не требует больших объемов выборки и работает в реальном масштабе времени, что наиболее важно при изменяющейся сигнально-помеховой обстановке, типичной для систем сотовой подвижной связи.

Список литературы: 1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с. 2. Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с. 3. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 4. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 486 с. 5. Kolyadenko Yu.Yu. Adaptive antenna arrays in the auxiliary receiving channel of the interference compensator for user radioaccess systems / IVth International Conference on Antenna Theory And Techniques / 9–12 September 2003 / Sevastopol, Ukraine, pp. 421 – 423. 6. Проблемы антенной техники / Я.С. Шифрин, Г.И. Айзенберг, В.В. Поповский, Д.И. Воскресенский Под ред. Л.А. Бахраха, Д.И. Воскресенского М.: Радио и связь, 1991. 420 с. 7. Коляденко Ю.Ю. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой / Вісник Українського будинку економічних та науко-технічних знань. 2003. Вип. 2. С. 128 – 132.