

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В ЛИНИЯХ СОТОВОЙ СВЯЗИ

Постановка задачи

Системы сотовой связи (ССС) приобретают все большее развитие, как по масштабу, так и по количеству услуг связи. Электромагнитная обстановка (ЭМО) в СССР обладает существенной спецификой и характеризуется большой динамикой, нестационарностью и неравномерностью параметров. Одним из перспективных методов помехозащиты является пространственно-временная обработка сигналов (ПВОС), 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.

ПВОС можно реализовать как многомерную оптимизационную задачу [1,2] или в более узком плане она реализуется с помощью соответствующих изменений алгоритма функционирования, обеспечивающего наилучшие качественные показатели при приеме полезных сигналов в системах с адаптивными антенными решетками (ААР) [3–5]. Как те, так и другие задачи остаются предметом интенсивных исследований, так как позволяют на десятки децибел [1–5] повысить эффективность приема полезных сигналов при наличии помех.

Основная причина пристального внимания к адаптивным антенным решеткам [3–5] заключается в способности таких систем без априорной информации о помеховой обстановке автоматически обнаружить присутствие источников помех и подавлять их на выходе, улучшая тем самым прием полезного сигнала.

Однако алгоритмы ААР в основном разрабатывались для стационарной сигнально-помеховой обстановки (СПО) [3–5]. Применение ААР для СССР может снижать эффективность данных алгоритмов. С целью установления эффективности алгоритмов ААР проведен анализ эффективности алгоритмов ААР при движущихся источниках сигналов, что характерно для СССР. Также проведен анализ эффективности алгоритма, синтезированного на основе калмановской фильтрации для нестационарной СПО.

Основная часть

Расчетные данные по динамике сигнально-помеховой обстановке

Очевидно, что приближение или удаление мобильной станции (МС) от базовой станции (БС) не повлечет за собой снижение эффективности, т.к. мощность сигнала регулируется автоматически, таким образом, что БС принимает сигнал постоянной мощности. Снижение эффективности алгоритмов ААР может происходить при изменении угла прихода сигнала. Рассмотрим, какое максимальное изменение угла прихода сигнала может произойти при выполнении алгоритмом одного шага рекурсии.

Время на выполнение одного шага рекурсии t_p можно определить из соотношения

$$t_p = K_{ком}(N-1)^2 t_{кц}, \quad (1)$$

где $K_{ком}$ – количество командных циклов, выполняемых на одном шаге ($K_{ком} \approx 25$); N – количество антенных элементов; $t_{кц}$ – время выполнения командного цикла.

Например, время выполнения команд процессором ADSP-2181: 25...30 нс, (до 40 MIPS). Все команды выполняются за один командный цикл.

Изменение положения МС за один шаг рекурсии Δx определяется выражением

$$\Delta x = vt_p, \quad (2)$$

где v – скорость движения абонента, примем $v = 60 \text{ км/час} = 1,7 \cdot 10^{-8} \text{ м/нс}$.

Произведем расчет изменения угла прихода сигнала от МС $\Delta\theta$ за один шаг рекурсии. На рис.1 показано изменение положения МС за один шаг рекурсии Δx , высота мачты БС

H , расстояние между основанием БС и МС r_o , расстояние между БС и МС r и h – высота равнобедренного треугольника $МБМ^1$. Примем $H = 30$ м, $r_o = 50$ м. Тогда расстояние между БС и МС будет составлять $r = \sqrt{H^2 + r_o^2} = 58$ м. Высоту треугольника $МБМ^1$ h определим из соотношения $h = \sqrt{r^2 - 0,5\Delta x} \approx 58$ м.

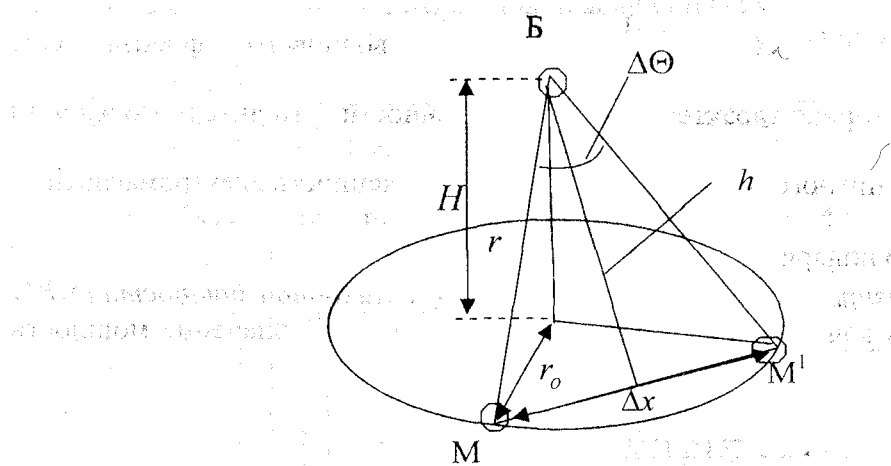


Рис. 1

Изменение угла прихода сигнала от МС можно определить из соотношения

$$\Delta\Theta = 2 \cdot \arctg\left(\frac{0,5\Delta x}{h}\right) \cdot 180/\pi. \quad (3)$$

Результаты расчета занесены в табл.1.

Таблица 1

Результаты расчета изменения угла прихода сигнала от МС за один шаг рекурсии

Количество антенных элементов N	Время на выполнение одного шага рекурсии t_p , нс	Изменение положения МС за один шаг рекурсии Δx , м	Изменение угла прихода сигнала от МС за один шаг рекурсии $\Delta\Theta$, град
4	6750	$1.125 \cdot 10^{-4}$	$1.11 \cdot 10^{-4}$
8	36750	$6.125 \cdot 10^{-4}$	$6.05 \cdot 10^{-4}$
16	168750	0.0028	0.0028

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию минимума среднеквадратического отклонения (МСКО).

Вектор весовых коэффициентов (ВВК) по критерию МСКО определяется из рекуррентной формулы [4]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu[d(k) - \vec{W}(k)^T \vec{X}(k)] \vec{X}(k), \quad (4)$$

где k – дискретное время; μ – шаговый коэффициент; $d(k)$ – опорный сигнал в момент времени k ; $\vec{X}(k)$ – вектор входных воздействий в момент времени k .

При этом сигнал на выходе ААР определяется выражением

$$y(k) = \vec{W}(k)^T \vec{X}(k). \quad (5)$$

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию максимума отношения сигнал/помеха.

Алгоритмы, использующие априорную информацию о направлении прихода полезного сигнала, синтезируются по критерию максимума выходного отношения мощности полезного сигнала к сумме мощностей помех и шума (МОСП) [4]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{X}_n^T(k)\vec{W}(k)\vec{X}_n(k) - \vec{V}_c], \quad (6)$$

где $\vec{V}_c = [A_{1c}e^{(-j\varphi_1)}, A_{2c}e^{(-j\varphi_2)}, \dots, A_{Nc}e^{(-j\varphi_N)}]$ – вектор волнового фронта сигнала. $A_{ic} = \vec{E}_i(\Theta_c, \Phi_c) \varepsilon_c$ – векторная характеристика направленности i -го антенного элемента по напряженности электромагнитного поля, $\vec{E}_i(\Theta_c, \Phi_c)$ – напряженность электромагнитного поля; $\vec{\varepsilon}_i$ – единичный вектор поляризации приходящей волны.

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию минимум выходной мощности (МВМ).

Для данного случая в качестве целевой функции используется значение мощности выходного сигнала ААР

$$E\{y^2(t)\} = \vec{W}^T R_{xx} \vec{W}, \quad (7)$$

где R_{xx} – матрица пространственной корреляции входной смеси сигналов и помех.

Непосредственная минимизация (7) может быть выполнена различными методами безусловной оптимизации [4].

При этом ВВК определяется выражением

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{W}^T(k)\vec{X}(k)][\vec{X}(k) - \vec{W}(k)(\vec{W}^T(k)\vec{X}(k))]. \quad (8)$$

При наличии точной информации о сигнале и при условии стационарности СПО алгоритмы, синтезированные по критериям МСКО, МОСП и МВМ, обеспечивают примерно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех [4].

Анализ эффективности алгоритмов ААР, синтезированных для стационарной СПО в условиях ее динамики

С помощью имитационного моделирования нами были проведены исследования по скорости сходимости и эффективности подавления помех данных алгоритмов при нестационарной СПО. В качестве исходных данных были взяты следующие значения: начальные углы прихода сигнала $\Theta_c = 0$ градусов, помехи $\Theta_n = 30$ град., при изменении угла прихода сигнала и помехи на каждом шаге на $\Delta\Theta$ (табл.1). Энергетические соотношения были выбраны из следующих соображений. Известно, например, что для GSM требуется для качественной работы системы отношение сигнал/шум на приеме базовой станции должно составлять не менее 9 дБ. Поэтому, были приняты отношение сигнал/шум $\frac{P_c}{P_{ш}} = 13$ дБ, отношение

сигнал/помеха $\frac{P_c}{P_n} = 0$ дБ, ОСПШ на входе ААР составляет $\frac{P_c}{P_n + P_{ш}} = -0.2$ дБ.

В данном эксперименте предполагается, что априорная информация о углах прихода сигнала поступает с устройства оценки пространственного спектра (рис.2). В работе [5] была предложена рекурсивная процедура формирования пространственного спектра. Данная 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.

Как показали исследования, при нестационарной СПО данные алгоритмы имеют приблизительно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех. На рис.3 представлены графики зависимостей отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) на выходе ААР от времени для алгоритма МОСП. при количестве антенных элементов $N = 4$, $N = 8$ и $N = 16$. Из графиков видно, что скорость сходимости составляет около 10 шагов, что говорит о достаточно хороших показателях переходных процессов. Однако после 100 шагов рекурсии эффективности данных алгоритмов плавно снижается.

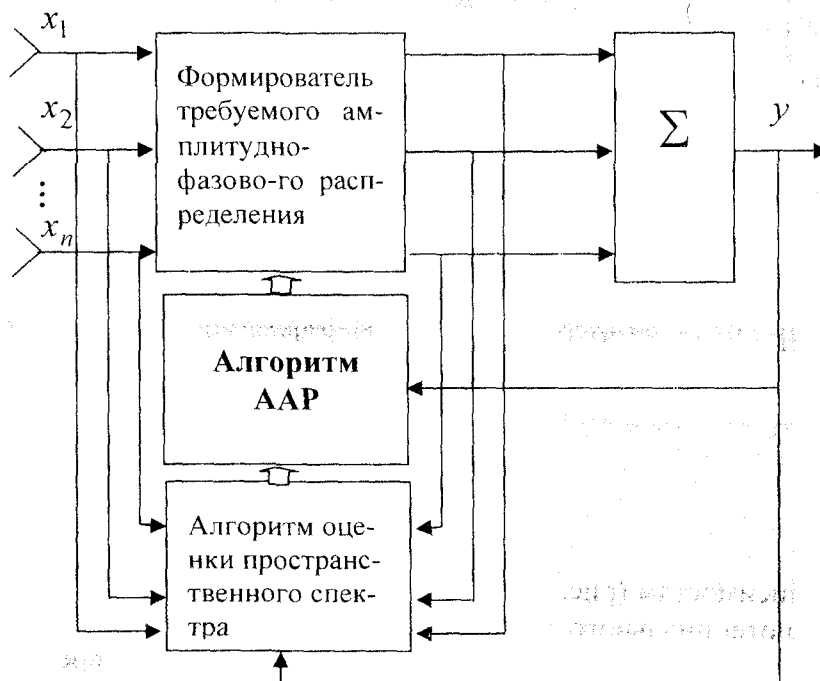


Рис. 2

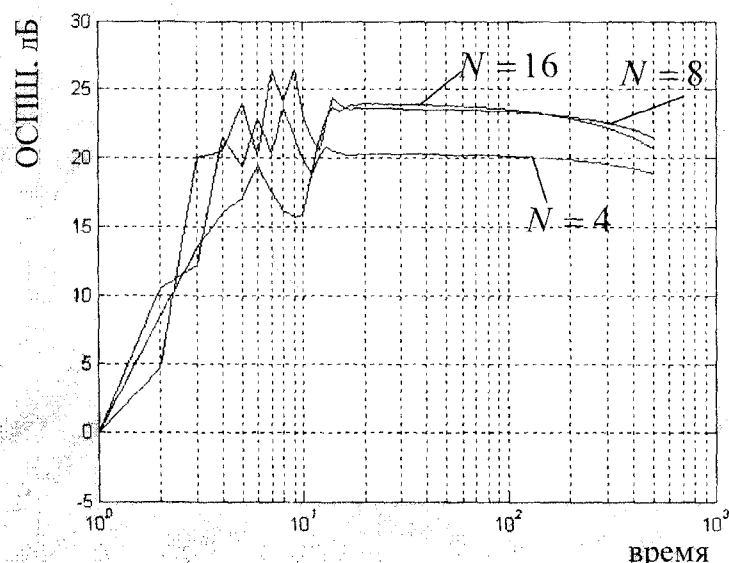


Рис. 3

Поэтому были проведены исследования при более длительной работе алгоритмов. На рис.4 представлен график зависимости ОСПШ от времени при количестве антенных элементов $N = 4$ при 3000 шагах рекурсии, что соответствует 0,02 реального времени. Как видно из данного графика за незначительное время эффективность алгоритма снижается более, чем на 10 дБ.

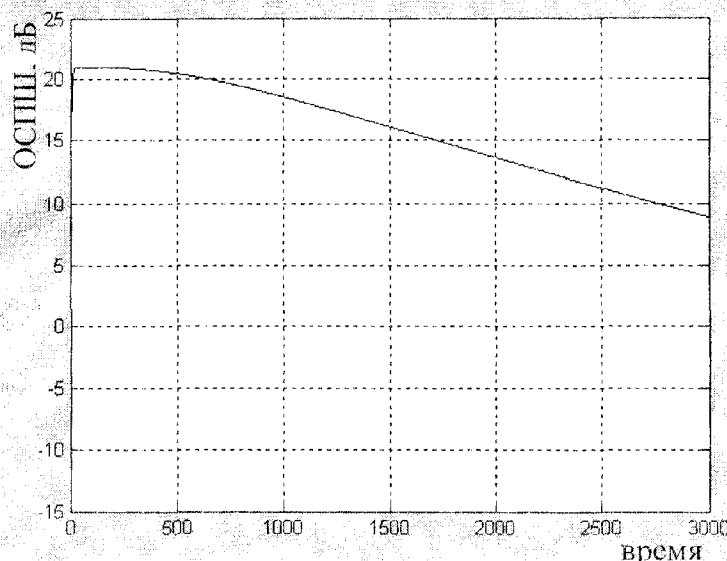


Рис. 4

Так же судя по зависимостям (рис. 3) можно сказать, что если при $N = 4$ ОСПШ успевает достигнуть своего потенциального значения, то при $N = 8$ и тем более $N = 16$ ОСПШ не успевая достичь потенциального значения снижается с течением времени тем стремительнее, чем больше антенных элементов содержит антенная решетка.

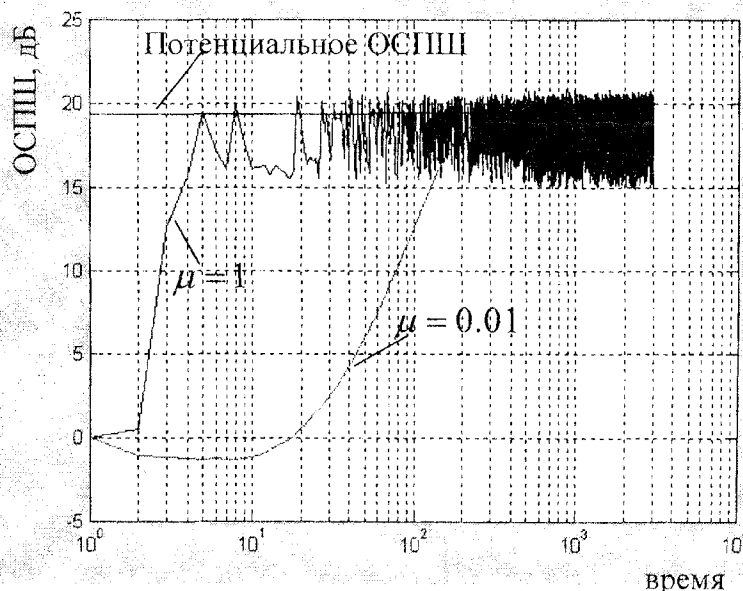


Рис. 5

Кроме того, скорость сходимости и стабильность положения в установившемся режиме данных алгоритмов в основном определяются шаговым коэффициентом μ .

При больших и постоянных значениях данного коэффициента $\mu = 1$ происходит быстрая сходимость алгоритма к потенциальному значению критерия оценки эффективности. Вместе с тем, в установившемся режиме наблюдается неустойчивость (рис. 5).

При малых и так же постоянных значениях коэффициента $\mu = 0,01$ наблюдается медленная сходимость и стабильность в установившемся режиме (рис. 5).

Поэтому для повышения скорости сходимости и в то же время для стабилизации в установившемся режиме применяют коэффициент μ не постоянный, а зависящий от времени, где с каждым шагом рекурсии коэффициент μ уменьшается.

Так, для проведения эксперимента и получения результатов, представленных на рис. 3 и рис. 4 был использован рекурсивный метод определения коэффициента μ :

$$g(0) = 0; \quad g(k) = g(k-1) - k/30; \quad k = \overline{1, K},$$

где K – конечное время работы алгоритма;

$$\mu(k) = \exp(g(k)); \quad k = \overline{0, K}.$$

График зависимости шагового коэффициента μ от времени показан на рис. 6 (а – при логарифмическом масштабе времени, б – при логарифмическом масштабе времени и μ)

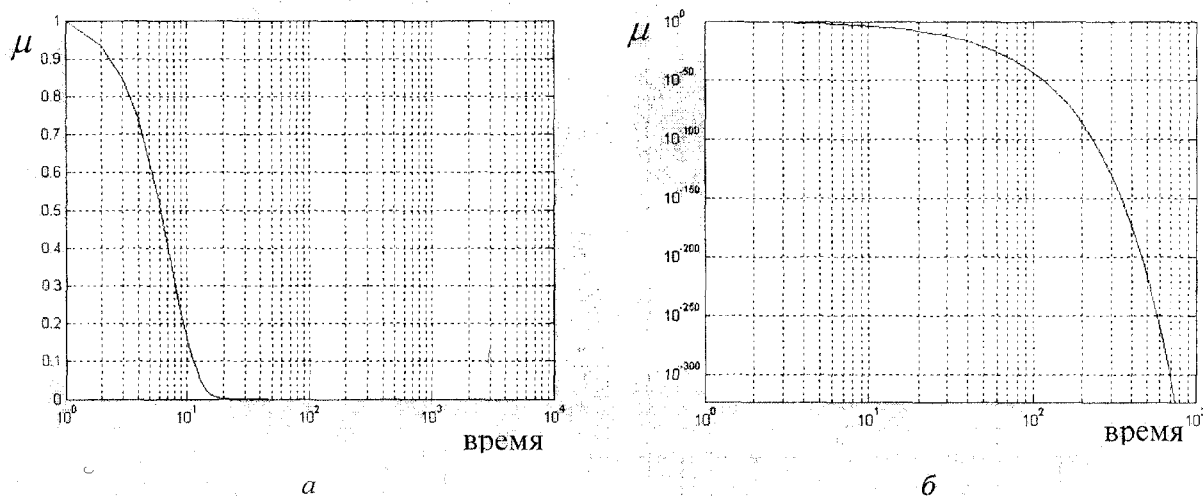


Рис. 6

В связи с тем, что шаговый коэффициент μ с течением времени стремительно уменьшается, поступающая обновляющая информация с каждым шагом имеет все меньший вес. Поэтому, при динамической СПО шаговый коэффициент должен рассчитываться в зависимости от скорости изменения этой динамики.

Рассмотрим алгоритм, синтезированный для динамической СПО и проведем его анализ.

Алгоритм ААР, синтезированный для динамической СПО, и анализ его эффективности.

При нестационарной СПО происходят пространственно-временные изменения параметров сигнала и помехи. Эти изменения могут происходить из-за влияний среды распространения радиоволн, перемещения приемника или передатчика помехи и других причин. Для такой СПО уравнение состояния ВВК будет иметь вид [6]

$$dw(t)/dt = F(t)w(t) + G(t)u(t), \quad (9)$$

где $F(t)$ и $G(t)$ являются соответственно матрицами состояния и интенсивностей изменений параметров сигналов и помех. Элементы f_{ij} , $i, j = \dim w(t)$, являются величинами, обратными

коэффициентам взаимной корреляции между i и j компонентами. $u(t)$ – порождающий белый гауссов шум модели (9), со спектральной плотностью мощности N_u .

Для нестационарной СПО были разработаны процедуры Калмана – Бьюси [6,7], определяющие состояние ВВК в динамике:

$$\frac{d\hat{w}(t)}{dt} = F(t)\hat{w}(t) + P(t)H(t)N_v^{-1}[H(t)\hat{w}(t) - y(t)], \quad (10)$$

где $y(t)$ – эталонное значение полезного сигнала, $H(t)$ – матрица значений входных сигналов $P(t)$ – матрица значений апостериорной дисперсии оценки $\hat{w}(t)$, определяемая из уравнения Риккати:

$$\frac{dP(t)}{dt} = F(t)P(t) + P(t)F^T(t) - P(t)H(t)N_v^{-1}H(t)P(t) + G^T(t)N_u G. \quad (11)$$

Несмотря на внешнее сходство с алгоритмами Калмана, процедура (10), (11) принципиально отличается тем, что значения апостериорной дисперсии $P(t)$ оказались зависимыми от результатов наблюдения [7].

С помощью имитационного моделирования проведен анализ скорости сходимости и эффективности подавления помех данным алгоритмом. В качестве исходных данных взяты те же значения, что и в предыдущем примере.

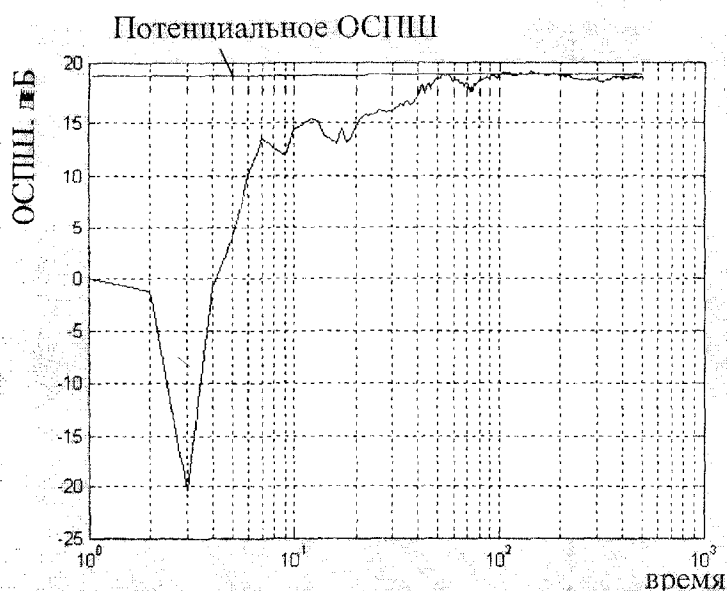


Рис. 7

На рис.7 – 9 представлена зависимость от времени ОСПШ на выходе 4-х-, 8-ми- и 16-элементной ААР соответственно для алгоритма Калмана. Как видно из приведенных графиков, время адаптации несколько больше по сравнению с алгоритмами, синтезированными для стационарной СПО, и составляет от 10 до 40 шагов. Однако при достижении своего потенциального значения ОСПШ находится в пределах расстройки ВВК, что является управляющим параметром в процессе адаптации и удержания требуемого оптимального значения в смысле минимума среднего квадрата отклонения принятого сигнала от заданного (эталонного).

Также был проведен анализ эффективности данного алгоритма при длительной его работе. На рис.10 представлен график зависимости ОСПШ от времени при количестве антенных элементов $N = 4$ при 3000 шагах рекурсии. Судя по данному графику можно сказать, что с течением времени при достаточно большой динамике изменения СПО эффективность калмановского алгоритма остается стабильной и близкой к потенциальной.

Из рис.7–.9 видно, что с количеством антенных элементов эффективность алгоритма повышается, что справедливо и для алгоритмов, синтезированных для стационарной СПО в условиях ее стационарности. Поэтому нами были проведены исследования по зависимости эффективности алгоритма Калмана от количества антенных элементов

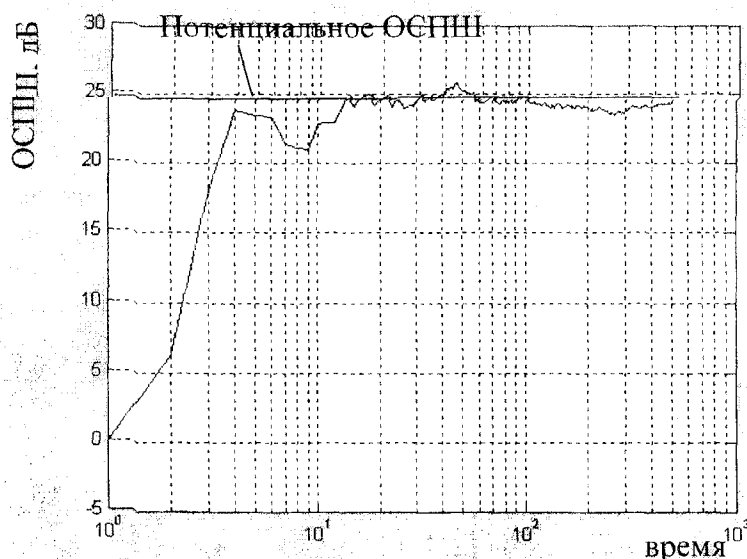


Рис. 8

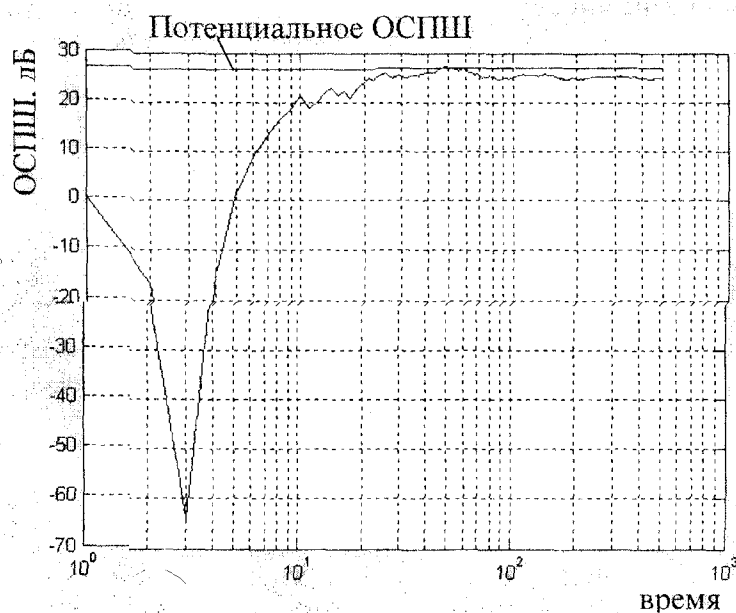


Рис. 9

На рис. 11 представлены графики зависимости ОСПШ от количества антенных элементов N при значении сигнал/помеха $\frac{P_c}{P_n} = 0$ дБ, при различных отношениях сигнал/шум $\frac{P_c}{P_{ш}}$. Кривая 1 (рис.11) соответствует значению $\frac{P_c}{P_{ш}} = 10$ дБ, кривая 2 соответствует $\frac{P_c}{P_{ш}} = 20$ дБ и, кривая

3 соответствует $\frac{P_c}{P_{ш}} = 30$ дБ. Анализ ААР малой и большой размерности показывает, что

с ростом числа антенных элементов, эффективность подавления помех сначала резко возрастает, потом этот рост снижается и становится пропорциональным числу элементов N . Также анализ показал, что ОСПШ на выходе ААР существенно зависит от отношения сигнал/шум на ее входе.

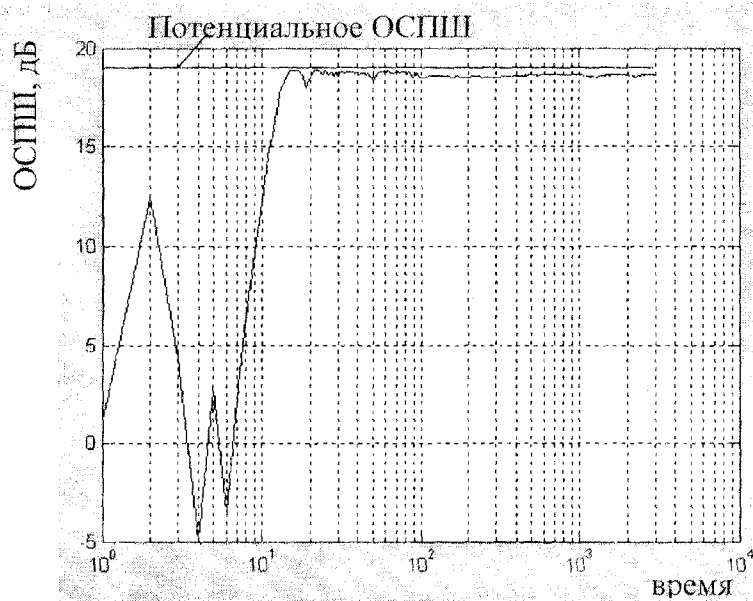


Рис.10

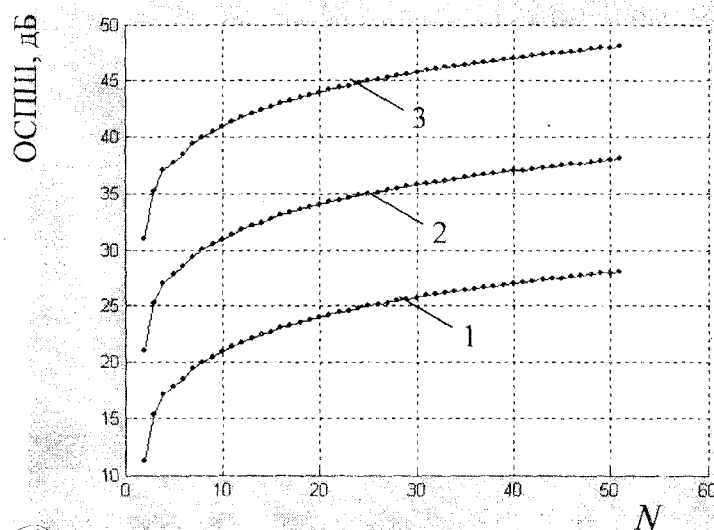


Рис.11

Таким образом, для систем сотовой связи можно рекомендовать алгоритмы ААР, синтезированные на основе методов калмановской фильтрации формирования ВВК с количеством антенных элементов равным 4...16.

Заключение

1. Алгоритмы ААР в основном разрабатывались для стационарных источников сигналов. Применение ААР для ССС может снижать эффективность данных алгоритмов. С целью установления эффективности алгоритмов ААР проведен анализ эффективности алгоритмов ААР при движущихся источниках сигналов.

2. Рассмотрены алгоритмы ААР, синтезированные по критерию максимума отношения сигнал/помеха, по критерию минимума среднеквадратического отклонения и по критерию минимум выходной мощности.

3. Как показали исследования, при нестационарной СПО данные алгоритмы имеют приблизительно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех. Скорость сходимости данных алгоритмов составляет около 10 шагов, что говорит о достаточно хороших показателях переходных процессов. Однако после 100 шагов рекурсии эффективности данных алгоритмов плавно снижается.

4. Также проведен анализ эффективности алгоритма, синтезированного на основе калмановской фильтрации для нестационарной СПО. Анализ показал, что время адаптации данного алгоритма несколько больше по сравнению с алгоритмами, синтезированными для стационарной СПО, и составляет от 10 до 40 шагов. Однако при достижении своего потенциального значения ОСПШ находится в пределах расстройки ВВК, что является управляющим параметром в процессе адаптации и удержания требуемого оптимального значения в смысле минимума среднего квадрата отклонения принятого сигнала от заданного (эталонного).

5. Проведен анализ эффективности данного алгоритма от количества антенных элементов. Анализ ААР малой и большой размерности показывает, что с ростом числа антенных элементов, эффективность подавления помех сначала резко возрастает, потом этот рост снижается и становится пропорциональным числу элементов N . Также анализ показал, что ОСПШ на выходе ААР существенно зависит от отношения сигнал/шум на ее входе.

6. Таким образом, для систем сотовой связи можно рекомендовать алгоритмы ААР, синтезированные на основе методов калмановской фильтрации формирования ВВК с количеством антенных элементов равным 4...16.

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. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 486 с. 4. Марчук Л.А. Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи ВАС. 1991. 136 с. 5. Коляденко Ю.Ю. Рекурсивная процедура оценки пространственного спектра сигналов в задачах управления базисом наблюдения для сотовых систем связи. / Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 20 - 24. 6. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 7. Поповский В.В., Коляденко Ю.Ю. Методы адаптивной компенсации сосредоточенных помех в задачах приема полезных сигналов в спутниковых системах связи. / Вісник Укр. будинку екон. та наук.-техн. знань. 2002. № 1. С.97 - 102.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.02.2006