

В. В. ПОПОВСКИЙ, д-р техн. наук, Ю. Ю. КОЛЯДЕНКО, канд. техн. наук

АДАПТИВНЫЕ КОМПЕНСАТОРЫ ПОМЕХ. ПРОБЛЕМЫ И МЕТОДЫ ИХ РЕШЕНИЯ

Задачи адаптивной компенсации помех. Для систем радиосвязи в целях обеспечения высокой помехозащищенности приема полезных сигналов разработаны соответствующие пространственно-временные методы. Наиболее распространены среди них методы, предусматривающие использование адаптивных антенных решеток (ААР) и адаптивных компенсаторов помех (АКП) [1; 2]. Алгоритмы адаптации для ААР и АКП включают в себя механизм получения минимума разности между аддитивной смесью $y(t)$ и опорным, эталонным сигналом $y_o(t)$:

$$\Delta y(t) = y(t) - y_o(t) \rightarrow \min. \quad (1)$$

Здесь аддитивная смесь

$$y(t) = s(t) + n(t) + v(t),$$

где $s(t)$ – принимаемая реализация сигналов; $n(t)$ – сосредоточенные по спектру помехи; $v(t)$ – белые гауссовские шумы.

Минимизируемая разность $\Delta y(t)$ является управляющим сигналом в задачах оценки $w(t)$ – вектора весовых коэффициентов (ВВК), формирующим соответствующие амплитудно-фазовые распределения (АФР) токов по апертуре ААР.

В АКП опорный сигнал $y_o(t)$ формируют в опорном канале приема (ОКП), в котором отсутствует полезный сигнал. Проблема удаления полезного сигнала из ОКП требует отдельного рассмотрения. Для ее решения, например, может быть использована информация о направлении прихода сигнала $s(t)$ или о его поляризации. Тогда, сориентировав антенну ОКП установкой нуля диаграммы направленности или нуля поляризационной диаграммы на сигнал $s(t)$, получим искомое значение

$$y_o(t) = n_o(t) + v_o(t). \quad (2)$$

Для создания ОКП могут быть применены, очевидно, и другие методы, в том числе частотно-временные.

Если помеха $n_o(t)$ в ОКП является копией помехи $n(t)$ в основном канале приема, то задача АКП – нахождение оптимальных (например, по критерию минимума среднеквадратической ошибки) оценок ВВК $\hat{w}(t)$, обеспечивающих вычитание и получение разности

$$\begin{aligned} \Delta y(t) &= y(t) - y_o(t)\hat{w}(t) = y(t) - (n_o(t)\hat{w}(t) + v_o(t)\hat{w}(t)) = \\ &= s(t) + \Delta n(t) + v(t) + v_o(t)\hat{w}(t). \end{aligned} \quad (3)$$

При анализе работы АКП главное внимание уделяется суммарному шуму $v_{\Sigma}(t) = v(t) + v_o(t)\hat{w}(t)$ и остатку помехи $\Delta n(t) = n(t) - n_o(t)\hat{w}(t)$. Для достижения $\Delta n(t) \rightarrow 0$ необходимо, чтобы компонента $n_o(t)\hat{w}(t)$ была равна по амплитуде помехе $n(t)$ и противоположна ей по фазе. Понятно, что в реальных условиях получить $\Delta n(t) \rightarrow 0$ можно лишь с той или иной степенью приближения. Исследование уровня разности $\Delta n(t)$ и ее зависимости от различных параметров и составляет суть излагаемой задачи.

Построение АКП. С изменениями сигнально-помеховой обстановки (СПО) соответственно изменяется ВВК $\hat{w}(t)$. Вместе с тем достаточно часто СПО, оставаясь случайной, постоянна во времени, например: когда антенны источника помех и приемника не изменяют своих параметров в пространстве и во времени, когда среда распространения не обладает сколько-нибудь заметной диффузией. В этом случае $w_{opt}(t) = w_{opt} = const$, что позволяет записать условие отсутствия динамики в виде

$$\frac{dw(t)}{dt} = 0. \quad (4)$$

В общем же случае, при наличии пространственно-временных изменений,

$$\frac{dw(t)}{dt} = F(t)w(t) + G(t)u(t), \quad (5)$$

где $F(t)$, $G(t)$ – коэффициенты (в векторном случае – матрицы), имеющие смысл соответственно состояния и интенсивности изменений параметров помехи (элементы матрицы

$F(t) - f_{ij}$, $i, j = \dim w(t)$ являются величинами, обратными коэффициентам корреляции между i -ми и j -ми компонентами); $u(t)$ – порождающий белый гауссовский шум со спектральной плотностью мощности N_u .

Сама оценка ВВК для АКП $\hat{w}(t)$ находится в результате какой-либо градиентной процедуры. В работах [1; 2] рекомендуется применять достаточно простые, оптимальные для условий (4) рекурсивные процедуры с постоянным шаговым коэффициентом μ :

$$\hat{w}_{k+1} = \hat{w}_k + \mu y_{ok} \Delta y_k, \quad (6)$$

или для непрерывного случая

$$\frac{d\hat{w}(t)}{dt} = \mu y_o(t) \Delta y(t). \quad (7)$$

На рис. 1 приведена структурная схема АКП Уидроу, которая реализует одноканальный алгоритм, синтезированный в соответствии с уравнением (7). Очевидно, процедуры оценки ВВК (6) или (7) могут быть соответственно модернизированы и приведены, например, к виду Робинса – Монро, Ньютона – Рафсона или, при более общей СПО, выраженной условием (5), к виду Калмана – Бьюси [3; 4].

Представим АКП в векторном варианте, оптимальном для СПО, которая определяется условием (5) [3–5]. В результате придем к синтезу многоканального АКП, предназначенного для компенсации одной и той же помехи, действующей во всех i каналах приема. Примерами, когда на практике такой многоканальный АКП необходимо использовать, являются: N -канальный разнесенный прием сигналов; сама ААР, где действует среди прочих одна мощная помеха, которую желательно предварительно подавить; многоканальный измеритель, в частности N -канальный электрокардиограф, в котором по всем каналам приходят большие наводки.

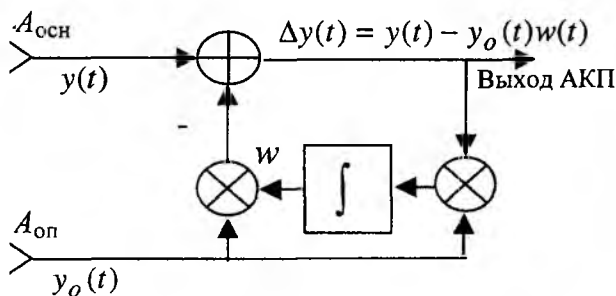


Рис. 1

Для данной задачи оценка вектора $\vec{w}(t)$ находится из уравнения [3; 4]

$$\frac{d\vec{w}(t)}{dt} = F(t)\vec{w}(t) + P(t)N_o(t)N_v^{-1}\Delta y(t), \quad (8)$$

где $P(t)$ – матрица значений апостериорной дисперсии оценки, определяемая из уравнения Риккати

$$\frac{dP(t)}{dt} = F(t)P(t) + P(t)F^T(t) - P(t)N_o(t)N_v^{-1}N_o(t)P(t) + G^T(t)N_u G(t); \quad (9)$$

$N_o(t)$ – диагональная матрица размера $l \times l$ с элементами $n_o^{(i)}(t) = n_o(t)$.

Несмотря на внешнее сходство с алгоритмами Калмана, процедура (8), (9) принципиально отличается от них тем, что значения апостериорной дисперсии $P(t)$ зависят от результатов наблюдения $N_o(t)$.

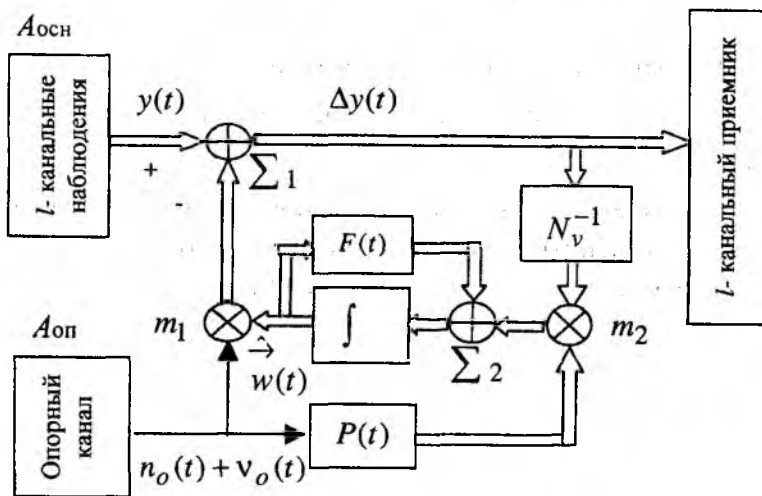


Рис. 2

Структурная схема многоканального приемника с АКП, реализующего алгоритм (8), представлена на рис. 2. Помеха из опорного канала после множителя m_1 , где она приобретает соответствующий каждому i -му каналу сдвиг и масштаб $\hat{w}_i(t)$, вычитается в сумматоре Σ_1 . Результаты вычитания подаются на вход измерителя или приемника и параллельно, после соответствующего усиления в N_v^{-1} раз, – на множитель m_2 . На другой

вход последнего подается взвешенное значение помехи $n_o(t)$. Умножением на N_v^{-1} формируется значение обратной связи, устанавливаемое обратно пропорционально спектральной плотности шумов наблюдения в каждом из каналов приема. Интегратором, где значение $F(t)$ определяет постоянную интегрирования, осуществляется операция статистического усреднения результатов перемножения. На выходе интегратора появляется напряжение, обусловленное взаимодействием компоненты помехи из опорного канала $n_o(t)$ и той части нескомпенсированных остатков помех в i -м канале приема, в сигнале $\Delta y(t)$, которая коррелирована с $n_o(t)$. Очевидно, что полезный сигнал $s_i(t)$ в силу некоррелированности с $n_o(t)$ на компенсационный вход не проходит. Напряжение с выхода интегратора, подаваемое на один из входов множителя m_1 , как раз и является оцениваемым ВВК $\vec{w}(t)$. Как следует из сопоставления структурных схем, АКП на рис. 2 в основном повторяет структуру более простой схемы на рис. 1. Вместе с тем в АКП на рис. 2 учитывается наличие шумов наблюдения $V_o(t)$, случайных изменений параметров помех $n(t)$ и $n_o(t)$, наличие их коррелированности и взаимной коррелированности с помощью элементов матрицы $F(t)$. Роль шаговой функции, определяющей скорость сходимости, играет коэффициент

$P(t)N_o(t)N_v^{-1}$ в (9), обуславливающий также устойчивость процедуры. Таким образом, алгоритм (8) является определенной модернизацией алгоритмов (6) и (7), поскольку он оптимален для более общих условий и более сложной СПО.

Анализ качества АКП. В качестве критерия оценки качества АКП возьмем традиционный для задач пространственно-временной обработки показатель ОСПШ – отношение уровней полезного сигнала P_c к сумме уровней узкополосной помехи P_n и помехи типа белого шума $P_{ш}$ в полосе частот приема этого полезного сигнала:

$$\text{ОСПШ} = P_c / (P_n + P_{ш}). \quad (10)$$

Для получения численных значений в качестве исходных возьмем следующие соотношения между уровнями принимаемых в основном канале реализаций: $P_c / P_{ш} = 20$ дБ; $P_n / P_{ш} = 20$ дБ. Мощность помехи n_o в ОКП по отношению к мощности помехи основного канала будем изменять от -30 до 14 дБ. В результате машинного эксперимента получены зависимости ОСПШ на выходе АКП от отношения мощностей помехи в ОКП $P_{п.ок}$ к мощности помехи в основном канале $P_{п.ос}$ (рис. 3). Из верхней кривой следует, что с повышением мощности помехи в опорном канале ОСПШ на выходе АКП плавно возрастает, и при $P_{оп}/P_{ос} \geq 6 \dots 10$ дБ достигает практически предельных значений. Данный факт имеет важное практическое значение при выборе параметров ОКП. Иными словами: чтобы АКП имел высокую эффективность, уровень помехи в его ОКП должен превышать уровень компенсируемой в основном канале помехи на $6 \dots 10$ дБ. Из полученных графиков можно также сделать выводы о том, что на эффективность работы алгоритма существенно влияет шаг обработки. Для рекурсивных процедур важно, чтобы полученное на предыдущем шаге значение, учитывалось в решении на данном шаге. Верхняя кривая соответствует случаю, когда шаг на интервале корреляции составляет $0,1$. С увеличением шага, когда на этом интервале всего 1 шаг (средняя кривая) или когда шаг вмещает 2 интервала корреляции (нижняя кривая), происходят значительные потери эффективности, достигающие 10 дБ.

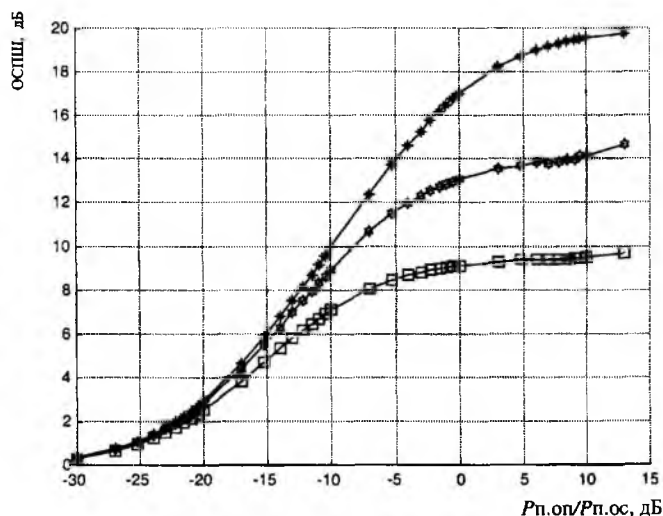


Рис. 3

Из полученных графиков можно также сделать выводы о том, что на эффективность работы алгоритма существенно влияет шаг обработки. Для рекурсивных процедур важно, чтобы полученное на предыдущем шаге значение, учитывалось в решении на данном шаге.

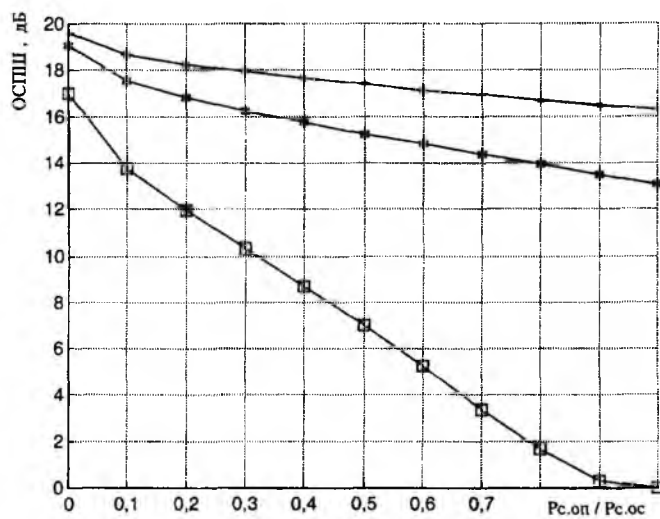


Рис. 4

Известно также, что добиться полного отсутствия полезного сигнала в ОКП очень трудно. Это приводит к потерям эффективности АКП, ибо вместе с помехой компенсируется и полезный сигнал. На рис. 4 показана зависимость ОСПШ на выходе АКП от уровня полезного сигнала в ОКП по отношению к уровню сигнала в основном канале $P_{с.оп} / P_{с.ос}$. Последнее соотношение выражено в относительных единицах при различных значениях мощности помехи в ОКП. Так, верхняя кривая соответствует $P_{п.оп}/P_{п.ос} = 10$ дБ

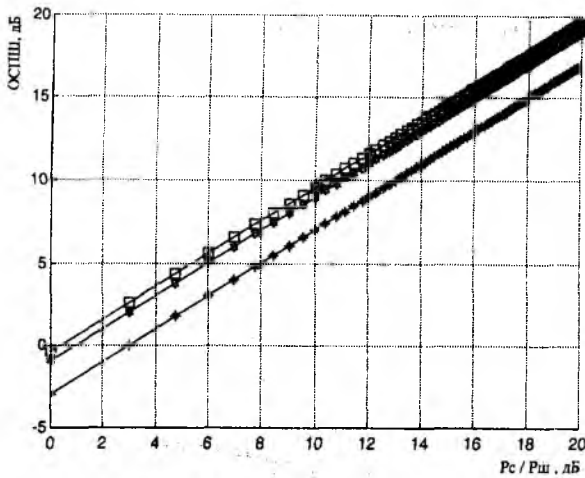


Рис. 5

средняя – 6 дБ, нижняя – 0 дБ. Ход кривых свидетельствуют о том, что просачивание сигнала в ОКП приводит к потере эффективности АКП. Причем, если уровень помехи в ОКП выше, чем в основном тракте, потери не столь заметны, как при равенстве этих уровней.

Исследована зависимость ОСПШ на выходе АКП от уровня полезного сигнала в основном канале при условии его отсутствия в ОКП. На рис. 5 показаны данные зависимости при $P_{п.оп}/P_{п.ос} = 0$ дБ (нижняя кривая), 6 дБ (средняя) и 10 дБ (верхняя). Из графика видно, что эффективность АКП растет линейно при усилении полезного сигнала в основном канале.

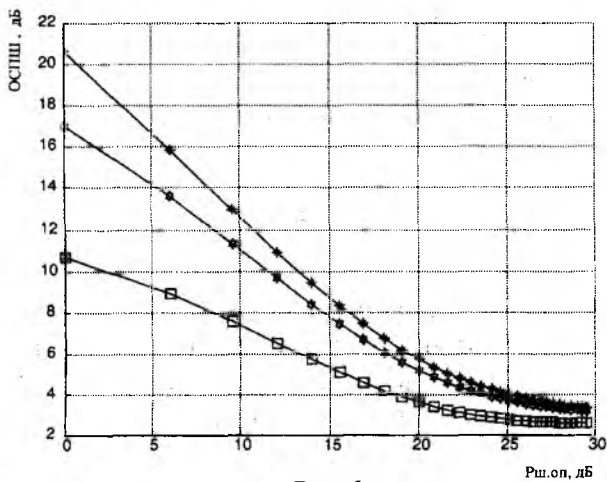


Рис. 6

Изучена зависимость ОСПШ на выходе АКП от уровня шума в ОКП при фиксированных уровнях шума в основном канале при $P_{п.оп}/P_{п.ос} = 0$ дБ (т.е. при равных мощностях помехи в основном и опорном каналах). Верхняя кривая на рис. 6 соответствует уровню шума в основном канале, равному – 10 дБ, средняя – нулевому, а нижняя – уровню шума 10 дБ. Исходя из данных графиков можно сделать вывод о том, что с усилением шума в опорном канале ОСПШ и эффективность АКП существенно падают. Особенно заметен этот спад при высоких уровнях шумов в ОКП, что, например, характерно для случая использования антенны в ОКП с меньшим коэффициентом усиления, чем в основном канале.

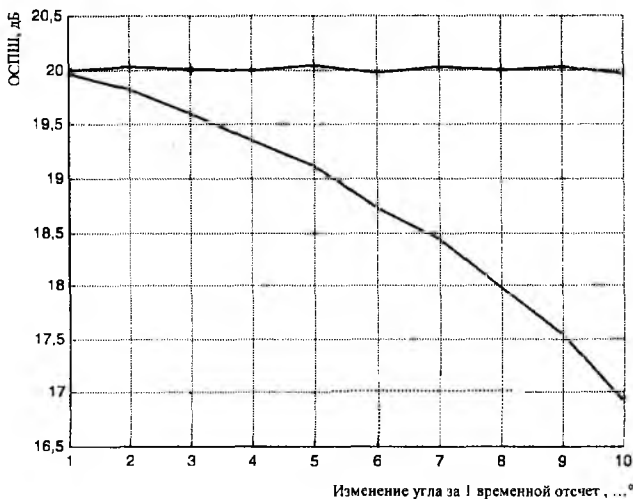


Рис. 7

Исследована эффективность многоканального АКП (см. рис. 2) при изменении СПО при тех же исходных данных, что и для одноканального АКП (см. рис. 1). Однако если для первого канала СПО оставалась неизменной, то для второго она изменялась. Изменению подлежал угол прихода сигнала и помехи за один

временной отсчет. Из рис. 7 видно, что с повышением скорости изменения СПО эффективность плавно снижается и при достижении скорости изменения СПО 10° за 1 временной отсчет ОСПШ снижается на 3 дБ по сравнению с аналогичным показателем в условиях стационарной СПО. Дальнейшее повышение скорости изменения СПО, на наш взгляд, не имеет физического смысла. Потери же эффективности в 3 дБ и меньше не играют значительной роли. Поэтому проведенные исследования позволяют утверждать, что применение АКП дает положительный результат и в случае нестационарной СПО.

Известно, что в самих алгоритмах управления ААР и АКП проявляются характерные для систем типа Уайта гистерезисные явления [6; 7]. Люфт в системе управления ВВК образуется в результате наличия остаточной расстройки, удерживающей указанный ВВК в положении, которое соответствует сложившейся на данный момент СПО, пропорциональной коэффициенту усиления в цепи управления. Указанные расстройки характерны также для систем ФАП и АПЧ. Проведены исследования влияния люфта в системе управления ВВК на эффективность АКП. Построены зависимости ОСПШ на выходе АКП от размера зоны люфта (рис. 8). Из графика видно, что с увеличением зоны люфта эффективность АКП приобретает неоднозначный характер, и при размерах зоны больше $0,04 \Delta\omega$ наблюдается режим бифуркации и хаотического поведения.

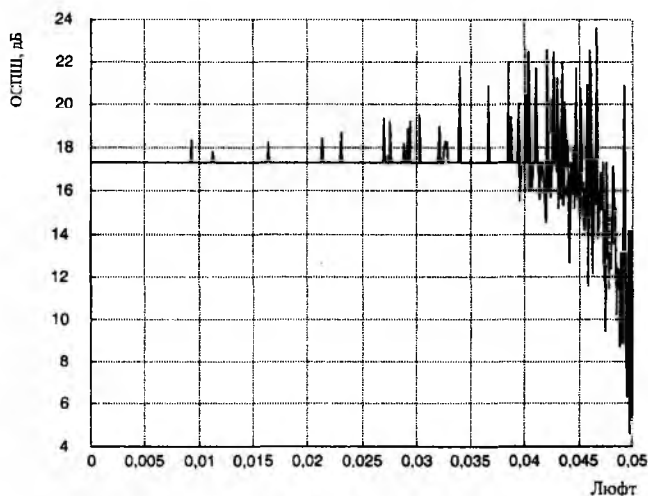


Рис. 8

Заключение. В работе рассмотрен алгоритм построения многоканальных АКП, что является определенным обобщением для известных одноканальных АКП. Выполнен анализ эффективности рассмотренных алгоритмов управления ВВК. В результате проведенных исследований можно сформулировать следующие выводы и рекомендации:

1. Эффективность алгоритмов с определенным уровнем подавления помех существенно зависит от мощности этих помех в ОКП и может достигать 30 дБ и более. Близкие к потенциально возможным значения ОСПШ на выходе АКП можно получить лишь при превышении мощности помехи в ОКП на 6...10 дБ по отношению к уровню помехи в основном канале. Поэтому для организации ОКП желательно использовать антенны с большим (больше, чем в основном канале) коэффициентом усиления. При таком выборе эффективность АКП практически не снижается даже при просачивании полезного сигнала в ОКП.

2. Эффективность алгоритмов с увеличением шага обработки значительно снижается (на 15 дБ и более). Для практического использования может быть рекомендован шаг $\Delta k = (k + 1) - k$, который при интервале корреляции τ компенсируемой помехи должен соответствовать $0,1\tau$.

3. Во всех рекурсивных алгоритмах АКП отмечается наличие остаточной расстройки (гистерезисные явления), которая определяется усилением в контуре управления. Наличие больших (до $0,04 \Delta\omega$) расстроек приводит к нарушению устойчивости алгоритма, к наступлению хаотического его поведения.

Список литературы: 1. *Уидроу Б.* Адаптивные компенсаторы помех. Принципы построения и применения // ТИИЭР. 1975. Т. 63, № 12. С. 69–99. 2. *Монзинго Р.А.* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. М.: Радио и связь, 1986. 486 с. 3. *Родимов А.П.* Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех / А.П. Родимов, В.В. Поповский. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 4. *Поповский В.В.* Компенсатор помех для многоканального измерителя // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1985. Т. 28, № 3. С. 84 – 86. 5. *Поповский В.В.* Адаптивная антенная решетка с компенсатором помех на входе // Антенны. М., 1987. № 35. С. 50–55. 6. *Коляденко Ю.Ю.* Преобразование случайных процессов нелинейностью с характеристикой гистерезиса для задач пространственно-временной обработки сигналов // Пр. Укр. наук.-дослід. ін-ту радіо і телебачення (УНДІРТ). 2001. № 2(26). С. 72–75. 7. *Коляденко Ю.Ю.* Анализ потерь эффективности адаптивных антенных решеток в условиях погрешности вектора весовых коэффициентов // Радиотехника. 2001. Вып. 123. С. 163–167.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 04.03.2002