

УДК 621.396.967

В.П. Долгушин,

кандидат технических наук, доцент,

Е.С. Ленков,

кандидат технических наук,

В.Н. Лоза,

кандидат технических наук,

К.М. Семибаламут

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ АДАПТИВНЫЙ ФИЛЬТР ПОВЫШЕННОЙ РОБАСТНОСТИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ПОМЕХ С ПЛОХОЙ ОБУСЛОВЛЕННОСТЬЮ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЫ

Рассматривается адаптивный фильтр (далее – АФ) с параллельным весовым суммированием на основе цифровой адаптивной антенной решетки. На примере адаптивного фильтра с двухкратным проектированием исследуются его динамические характеристики и на основе их анализа предлагается вариант построения многоканального адаптивного фильтра (МАФ), отличающийся свойством робастности при априори неизвестной и изменяющейся статистике суммарной помехи.

Ключевые слова: адаптивный фильтр, многоканальная адаптивная система.

Розглядається адаптивний фільтр (далі – АФ) з паралельним ваговим підсумовуванням на основі цифрової адаптивної антенної решітки. На прикладі адаптивного фільтру з двократним проектуванням досліджуються його динамічні характеристики і на основі їх аналізу пропонується варіант побудови багатоканального адаптивного фільтра, що вирізняється властивістю робастності при априорі невідомій і змінній статистиці сумарної перешкоди.

Ключові слова: адаптивний фільтр, багатоканальна адаптивна система.

We consider an adaptive filter with a parallel summation weight based on digital adaptive antenna array. For example, on the basis of an adaptive filter with twofold design the dynamic characteristics are studied and on the basis of their analysis of the variant of constructing a multi-channel adaptive filter, that is characterized with the different properties of robustness in the a priori unknown and changing statistics of the total interference, are considered.

Keywords: adaptive filter, multi-channel adaptive system.

При действии нескольких источников помех с априори неизвестной статистикой на многоканальную адаптивную систему (далее – МАС), построенную

по алгоритму паралельної весової обробки, знижується її ефективність при подавленні шуму кожного джерела і стійкість системи, в особливості параметри перехідного процесу адаптації. Висновкові характеристики будь-якої МАС визначаються оберненою кореляційною матрицею (далі – КМ) шумів, яка при складній шумовій ситуації може суттєво змінити властивість *обумовленості*, визначаючу чутливість рішення до змін початкових даних. Степень обумовленості визначається відношенням максимального власного числа матриці до мінімального і може змінюватися в широких межах: “хороша” обумовленість характеризується числом від 1 до 10, “погана” – числом порядку $10^2 \dots 10^3$ [2].

Стійкість адаптивної системи в більш загальному сенсі прийнято визначати властивістю *робастності* [4]. Робастними вважаються системи обробки, для яких допускається незначительне зниження ефективності оптимальної системи при “хорошій” обумовленості, але забезпечуються більш високими по порівнянню з оптимальними вимогами при зміні статистики шумів.

Предварительное технічне рішення і аналіз динамічних характеристик МАФ. Структурна схема просторового МАФ з двократним проектуванням наведена на рис. 1. Фільтри $АФ_1$ і $АФ_2$, що входять до складу схеми, представляють собою звичайні N каналні градієнтні АФ типу ПВС з основним

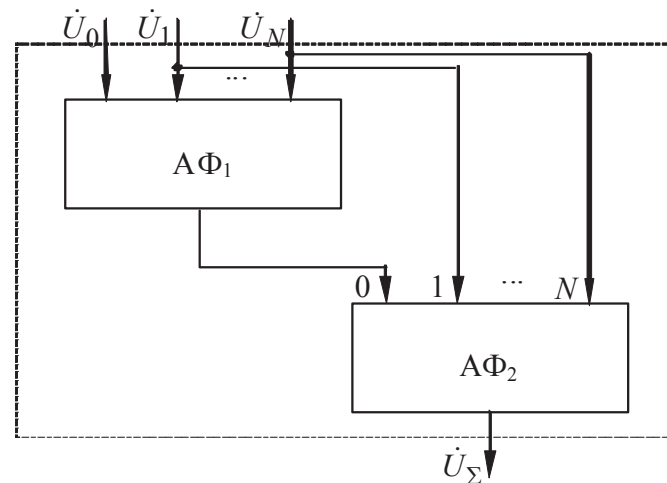


Рис. 1. Структурна схема адаптивного фільтра з двократним проектуванням

каналом прийому і, в загальному випадку, можуть відрізнятися один від одного тільки значеннями крокових множників.

Вихідний сигнал фільтра з двократним проектуванням з урахуванням позначень на рис. 1 на n -й ітерації визначається співвідношенням

$$\dot{U}_\Sigma(n) = \dot{U}_0(n) + \left[\overline{\dot{K}_1^T(n-1)} + \overline{\dot{K}_2^T(n-1)} \right] \cdot \dot{U}(n), \quad (1)$$

де $\overline{\dot{K}_1(n)}$ – вектор середніх значень вагових коефіцієнтів $АФ_1$;

$\overline{\dot{K}_2(n)}$ – вектор средних значений весовых коэффициентов $A\Phi_2$, определяется как

$$\overline{\dot{K}_2(n)} = (I - \mu_2 B) \cdot \overline{\dot{K}_2(n-1)} - \mu_2 \dot{R}_0 - \mu_2 B \cdot \overline{\dot{K}_1(n-1)}. \quad (2)$$

Опуская некоторые промежуточные решения линейной алгебры [3] и преобразуя (2), получим

$$\overline{\dot{K}_2(n)} = (I - \mu_2 B) \cdot \overline{\dot{K}_2(n-1)} - \mu_2 \dot{R}_0 - \mu_2 (I - \mu_1 B)^{n-1} \dot{R}_0, \quad (3)$$

где μ – шаговый множитель задержки.

Путем последовательного использования соотношения (2) при $n = 1, 2, 3, \dots$ и некоторых преобразований выражение (3) можно представить в виде

$$\overline{\dot{K}_2(n)} = -\mu_2 \sum_{i=0}^{n-1} (I - \mu_2 B)^{n-1-i} \cdot (I - \mu_1 B)^i \dot{R}_0. \quad (4)$$

С учетом соотношений (1) и (4) можно записать выражение, определяющее связь мощности помехового сигнала на выходе АФ с двукратным проектированием от числа итераций при $\mu_1 = \mu_2$

$$p_{п.вых}(n) \approx p_0 + 2p_1 \left\{ \frac{\lambda_1 - 1}{\lambda_1} (I - \mu \eta \lambda_2)^{2(n-2)} (I - \mu n \eta \lambda_2)^2 \cos^2 \left[0,5\pi (N+1) \sin \left(\frac{63,2}{N\sqrt{\eta}} \right) \right] + \frac{\lambda_2 - 1}{\lambda_2} (I - \mu \lambda_2)^{2(n-2)} (I - \mu n \eta \lambda_2)^2 \sin^2 \left[0,5\pi (N+1) \sin \left(\frac{63,2}{N\sqrt{\eta}} \right) \right] \right\}. \quad (5)$$

Результаты вычислений по полученным выражениям представлены как функции относительной (к шумам) мощности помехи на выходе от временного аргумента.

Из (5) видно, что в отличие от стандартной схемы (однократного проектирования) при двукратном проектировании монотонность зависимости $p_{п.вых}(n)$ нарушается. Путем дифференцирования и последующего решения простейших уравнений можно показать, что второе и третье слагаемое в (5) имеют два экстремальных значения – максимум и минимум. Первый экстремум (минимум) имеет место соответственно при $n_{(2)} = 1/\mu\lambda_1$ и $n_{(3)} = 1/\mu\lambda_2$ (индекс при n совпадает с номером слагаемого), а второй (максимум) – при

$$n_{(2)} = \frac{1 - \mu\lambda / \ln(1 - \mu\lambda)}{\mu\lambda_1};$$

$$n_{(3)} = \frac{1 - \mu_2 \lambda / \ln(1 - \mu_2 \lambda)}{\mu \lambda_2}.$$

На рис. 2 и 3 графически представлена аналитическая зависимость (5) для случаев плохой (рис. 2) и хорошей (рис. 3) обусловленности корреляционной матрицы. Для сравнения показана аналитическая зависимость относительной мощности помех от числа итераций на выходе АФ с ПВС и классической организацией вычислений в модуле. При этом хорошей обусловленности считается значение числа обусловленности 5 дБ, при плохой – 25 дБ, значение $\mu = 6,7 \cdot 10^{-5}$; относительная мощность на входе $p_i/p_{ш} = 300$.

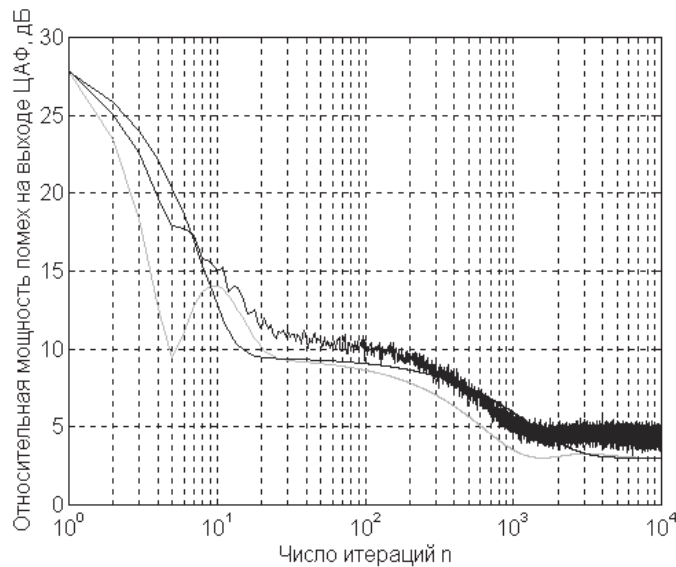


Рис. 2. Зависимость относительной мощности помехового сигнала на выходе АФ с двукратным проектированием (плохая обусловленность КМ)

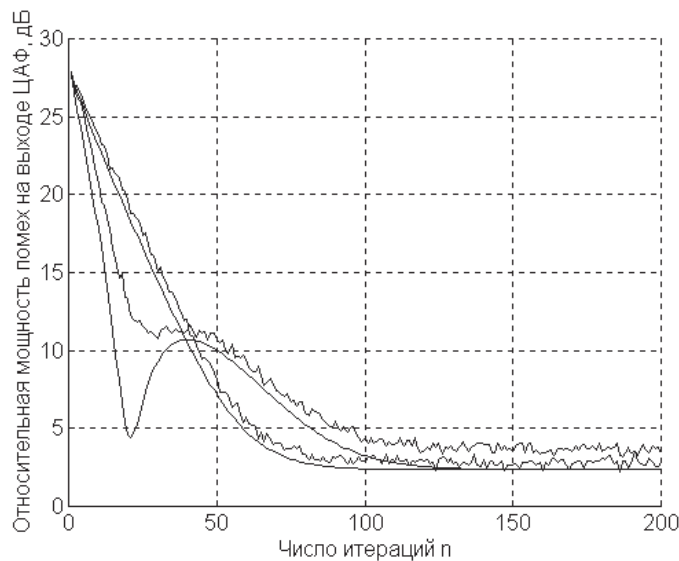


Рис. 3. Зависимость относительной мощности помехового сигнала на выходе АФ с двукратным проектированием (хорошая обусловленность КМ)

Видно, что при плохой обусловленности КМ наблюдаются все четыре экстремальных точки, а при хорошей только две. При этом в последнем случае обе экстремальные точки обусловлены наличием в соотношении (5) третьего слагаемого. Это объясняется тем, что при хорошей обусловленности КМ значение третьего слагаемого в окрестностях “точки” $n = n_{(2)} = 1/\mu_1\lambda$ существенно превышает значение второго, а при плохой – наоборот. Результаты расчета по формуле (5) хорошо согласуются с результатами статистического моделирования (рис. 2 и рис. 3 пульсирующая линия). В целом же анализ рисунков дает основание утверждать, что переход к многократному проектированию без принятия дополнительных мер при плохой обусловленности КМ позволяет повысить быстродействие МАФ с ПВС (в 2–3 раза), но в тоже время снижает (примерно в 1,5 раза) – при хорошей обусловленности. Такой результат в принципе вполне соответствует свойству робастности алгоритма обработки, который допускает некоторое снижение эффективности оптимального решения. Однако результаты проведенного анализа динамических характеристик позволяют предусмотреть меры повышения эффективности, суть которых формулируется ниже.

Основное техническое решение и оценка его эффективности. Задача заключается в минимизации степени ухудшения динамических характеристик МАФ с двукратным проектированием при хорошей обусловленности КМ. Это решение сводится к смещению участков зависимости $p_{п.вых}(n)$ с ярко выраженной “аномалией” за пределы основного участка настройки МАФ за счет задержки момента включения фильтра АФ₂. При включении АФ₂ с задержкой на m тактов дискретизации входных сигналов соотношение (5) примет вид:

$$p_{п.вых}(n) \approx p_{мин} + 2p_1 \left\{ \frac{\lambda_1 - 1}{\lambda_1} (I - \mu\eta\lambda_2)^{2(n-2)} \cdot S_1^2 \cdot \cos^2 \left[0,5 \pi (N+1) \sin \left(\frac{63,2}{N\sqrt{\eta}} \right) \right] + \right. \\ \left. + \frac{\lambda_2 - 1}{\lambda_2} (I - \mu\lambda_2)^{2(n-2)} \cdot S_2^2 \cdot \sin^2 \left[0,5 \pi (N+1) \sin \left(\frac{63,2}{N\sqrt{\eta}} \right) \right] \right\}, \quad (6)$$

где $S_1 = (I - \mu\eta\lambda_2)$ и $S_2 = (I - \mu\lambda_2)$, если $n \leq m$;

$S_1 = [I - \mu(n-m)\eta\lambda_2]$ и $S_2 = [I - \mu(n-m)\lambda_2]$, если $n > m$.

Анализ соотношения (6) показывает, что для получения приемлемых (с точки зрения допустимой степени ухудшения динамических характеристик МАФ с двукратным проектированием при хорошей обусловленности КМ) результатов, значение m должно быть равным 30–40. Результаты расчёта относительной мощности помехи при тех же параметрах и числе постановщиков $M = 2$ в зависимости от числа итераций представлены на рис. 4 и 5.

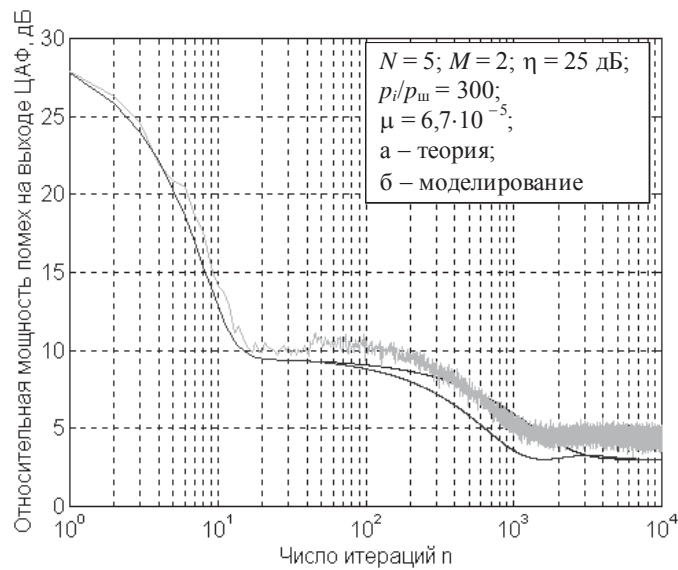


Рис. 4. Зависимость относительной мощности помехового сигнала на выходе МАФ с двукратным проектированием и задержкой включения второй ступени ($m=40$, плохая обусловленность КМ)

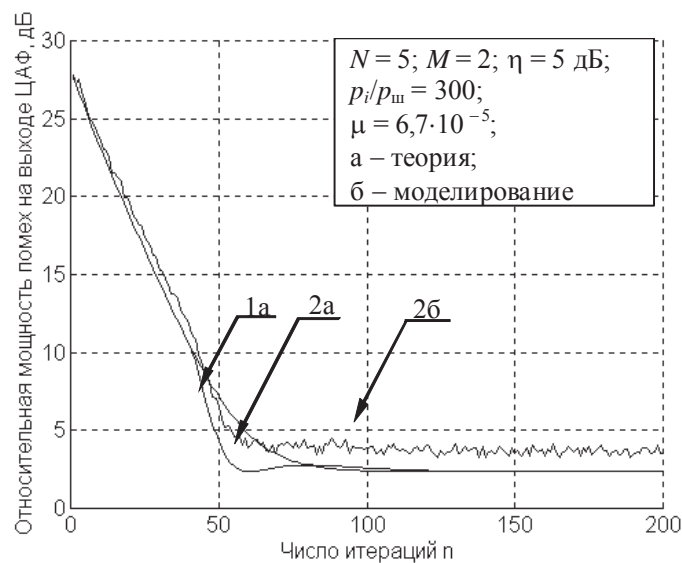


Рис. 5. Зависимость относительной мощности помехового сигнала на выходе МАФ с двукратным проектированием и задержкой включения второй ступени ($m=40$, хорошая обусловленность КМ)

Из анализа рисунков следует, что при введении задержки выигрыш в быстродействии МАФ с двукратным проектированием при плохой обусловленности остается практически таким же, как и при отсутствии задержки, и, в то же время, при хорошей обусловленности КМ динамические характеристики этого фильтра остаются такими же, как у фильтра с однократным проектированием.

Несущественный недостаток МАФ с многократным проектированием – увеличение уровня шумов градиента с увеличением кратности проектирования (примерно 1 дБ на каждое дополнительное проектирование).

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки. Пер. с англ / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. – М. : Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. Горбаченко В.И. Вычислительная линейная алгебра с примерами на MATLAB / В.И. Горбаченко. – СПб. : БХВ-Петербург, 2011 – 330 с.
3. Бондаренко Б.Ф. Мощность шумов градиента в цифровых компенсаторах помех / Б.Ф. Бондаренко, К.М. Семибаламут // Изв. вузов. радиоэлектроника. – 1998. – Vol. 41, – № 11. – 12. С. 62–66.
4. Хьюбер Дж. П. Робастность в статистике. Пер. с англ / Дж. П. Хьюбер. – М. : Мир, 1984. – 304 с.

Отримано 20.04.2015.

Рецензент Рибальський О.В., доктор технічних наук, професор