

УДК 621.391.8:004.94

## АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОДАВЛЕНИЯ ПРЕРЫВИСТЫХ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ

НГУЕН Д. В., ДАВЫДЕНКО И. Н

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: nguyendinhvan2106@gmail.com

**Аннотация.** В статье проводится сравнительный анализ эффективности компенсации прерывистых активных шумовых помех автокомпенсаторами помех. Приведены различные алгоритмы работы одноканального цифрового автокомпенсатора помех. Анализ проводился для случая несканирующей основной антенны и одной дополнительной слабонаправленной компенсационной антенны. Результаты получены методом имитационного моделирования. Эффективность оценивалась по мощности остатков компенсации помехи после окончания переходного процесса. Параметры сравниваемых алгоритмов подбирались таким образом, чтобы длительность переходных процессов была одинакова.

**Abstract.** The article provides a comparative analysis of the effectiveness of digital algorithms for compensating intermittent jammer. The algorithms for the operation of a single-channel digital jammer canceller that implements the gradient approach to the formation of weighting coefficients are presented. The analysis was carried out for the case of a non-scanning main antenna and one additional weakly directed compensation antenna. The results are obtained by simulation. Efficiency was estimated by the power of the jammer compensation residues after the end of the transition process. The parameters of the compared algorithms were selected so that the duration of the transients was the same.

### Модель прерывистых активных шумовых помех

Прерывистая активная шумовая помеха представляет собой периодическую последовательность мощных шумовых радиоимпульсов, излучаемых одним передатчиком помех. Модель помехи приведена на рис. 1.

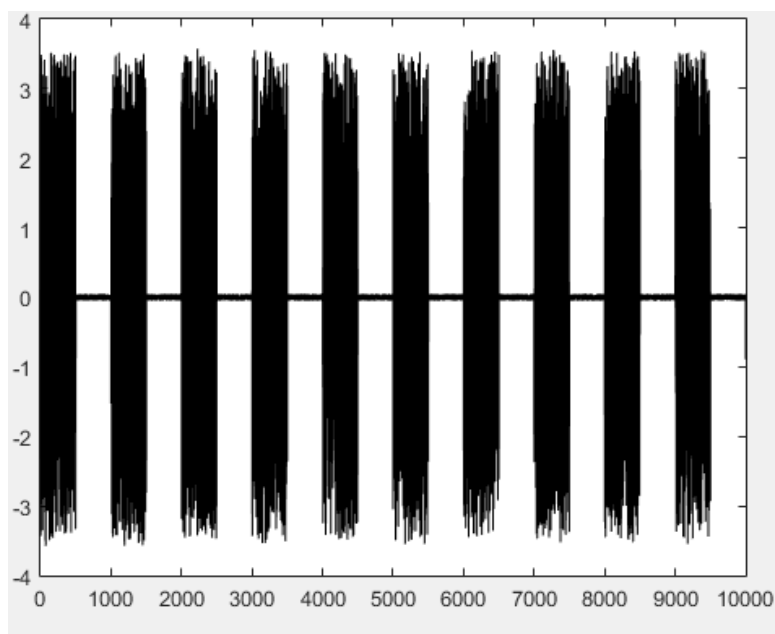


Рис. 1. Зависимость сигнала прерывистой шумовой помехи от номера итерации

### Алгоритмы работы автокомпенсатора шумовой помехи

Существует большое количество алгоритмов адаптивной пространственной обработки сигналов, которые разбиваются на три большие группы [1, 2, 3]:

- алгоритмы, реализующие градиентный метод (*LMS*-алгоритм и его модификации);
- алгоритмы непосредственного обращения матрицы (*SMI*-алгоритмы);
- алгоритмы рекурсивных наименьших квадратов (*RLS*-алгоритмы).

Однако вычислительная сложность алгоритма *SMI* является высокой. По этой причине в настоящее время на практике применяются *LMS*-алгоритм и его модификации и алгоритм *RLS* [4].

В качестве аналогового прототипа формирователя весовых коэффициентов автокомпенсатора используют стохастический градиентный алгоритм. Стохастический градиентный алгоритм заключается в интегрировании сигнала ошибки, в качестве которого выступает градиент мгновенного значения выходной мощности помехи по формируемому весовому коэффициенту [2, р. 209; 3, с. 135]:

$$\frac{1}{K_v} \cdot \frac{dW}{dt} = U_{co} = -\frac{\partial P_{\text{ВЫХ}}(W)}{\partial W}, \quad (1)$$

где  $K_v$  - коэффициент преобразования интегратора по скорости;  $P_{\text{ВЫХ}}(W) = |E_0 + W \cdot E_K|^2$ ;  $E_0, E_K$  - сигнал помехи в основном и компенсационном каналах приема.

Знак минус в алгоритме обеспечивает соблюдение условия устойчивости и возвращение весовых коэффициентов в оптимальное значение после некоторого отклонения от него. Алгоритм работы одноканального автокомпенсатора в основном определяется алгоритмом работы дискриминатора сигнала ошибки измерителя весового коэффициента:

$$U_{co} = -\frac{d|E_0 + W \cdot E_K|^2}{dW} = -2E_\Sigma \cdot E_K^*. \quad (2)$$

С учетом данного выражения алгоритм работы аналогового автокомпенсатора можно пояснить с помощью его эквивалентной структурной схемы, приведенной на рисунке 2 (\* - символ комплексного сопряжения).

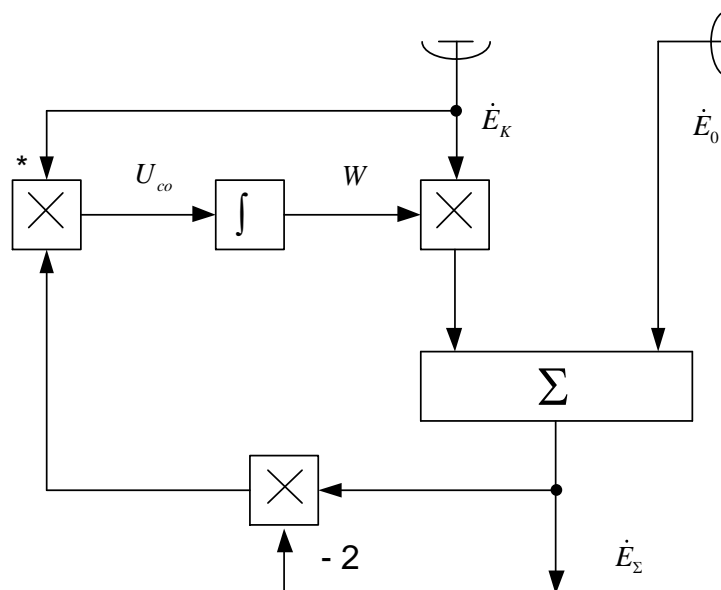


Рис. 2. Эквивалентная структурная схема одноканального автокомпенсатора шумовой помехи

Дифференциальное уравнение, описывающая работу одноканального аналогового автокомпенсатора шумовой помехи, имеет следующий вид:

$$\frac{1}{K_V} \cdot \frac{dW}{dt} = U_{co} = -E^*(t) \cdot \{E_0(t) + E_K(t) \cdot W\}. \quad (3)$$

Дискретный *LMS*-алгоритм формирования весовых коэффициентов может быть получен методом замены производных аналогового прототипа конечными разностями:

$$\frac{dW}{dt} \approx \frac{W(i) - W(i-1)}{\Delta t}, \quad (4)$$

где  $\Delta t$  – интервал дискретизации;  $i$  – номер дискрета времени.

С учетом выражений (3) и (4) классический алгоритм *LMS* может быть записан в следующем виде:

$$W(i) = W(i-1) - \mu \cdot E^*(i) \cdot E_\Sigma(i), \quad (5)$$

где  $E_\Sigma(i) = E_0(i) + W(i-1)E_K(i)$ ;  $\mu = 2K_V \cdot \Delta t$  – коэффициент сходимости алгоритма *LMS*.

Недостатками алгоритма *LMS* являются: возможность потери устойчивости при неправильном выборе коэффициента сходимости; зависимость скорости сходимости от мощности помехи. Достоинствами алгоритма *LMS* являются: минимальная вычислительная сложность; устойчивость к искажениям за счет обратной связи по выходному сигналу.

Первой попыткой устранения недостатка алгоритма *LMS*, связанного с зависимостью скорости сходимости от мощности помех, является использование ограничителя в цепи опорного сигнала умножителя обратной связи [5, 6]. Так как скорость сходимости пропорциональна мощности помех, то при малых уровнях мощности помех процесс настройки значительно затягивается [1, с.198, 223]. Чтобы увеличить скорость сходимости при малом уровне помехи, необходимо ослабить зависимость сигнала ошибки на выходе умножителя выходного сигнала и сигнала опорного (компенсационного) канала от мощности входной помехи. Дискретный вариант алгоритма с ограничителем (*LMS-OGR*) в непрерывном времени [1, с.199] можно записать в следующем виде:

$$W(i) = W(i-1) - \mu \cdot E_N^*(i) \cdot E_\Sigma(i), \quad (6)$$

где  $E_N^*(i) = \frac{E_K^*(i)}{|E_K(i)|}$ .

Второй попыткой устранения зависимости скорости сходимости алгоритма *LMS* от мощности помехи, является использование алгоритма *NLMS* (*Normalized LMS Algorithm*). Впервые метод был предложен в 1967 г. [7]. Алгоритм *NLMS* используется в тех случаях, когда алгоритм *LMS* не может гарантировать устойчивость из-за неизвестных характеристик помехи или при обработке нестационарных помех и имеет следующий вид [2, р. 262; 3, с. 167]:

$$W(i) = W(i-1) - \frac{\mu}{\delta + E_K^*(i) \cdot E_K(i)} E_K^*(i) \cdot E_\Sigma(i), \quad (7)$$

где  $\delta$  - параметр регуляризации.

Определенное снижение вычислительной сложности прямых методов формирования весовых коэффициентов возможно при использовании второй группы методов обращения выборочной корреляционной матрицы – *RLS*-алгоритм. Алгоритм рекуррентного вычисления обратной корреляционной матрицы описывается следующим выражением [8]:

$$W(n) = -\hat{R}^{-1}(n)\hat{R}_0(n) = W(n-1) - \hat{R}^{-1}(n)E^*(n)E_\Sigma(n), \quad (8)$$

где  $E_\Sigma(n) = E_0(n) + E^T(n)W(n-1)$ ;

$$R^{-1}(i) = R^{-1}(i-1) - \frac{\alpha R^{-1}(i-1)E^*(i)R^{-1}(i-1)}{1 + \alpha E^T(i)R_m^i E^*(i)}.$$

### Сравнительный анализ эффективности алгоритмов

Сравнительный анализ эффективности алгоритмов работы одноканального автокомпенсатора активных шумовых помех производился методом имитационного моделирования [9]. Эффективность автокомпенсатора оценивалась по мощности остатков компенсации помехи после окончания переходных процессов. Соседние отсчеты и помехи и внутреннего шума являлись некоррелированными. Параметр для каждого алгоритма подбирался опытным путем, чтобы длительность переходных процессов для всех используемых алгоритмов была одинаковой и равной 700 итераций.

Результаты имитационного моделирования представлены на рис. 3 в виде зависимости выходной мощности автокомпенсатора (дБ) от номера итерации.

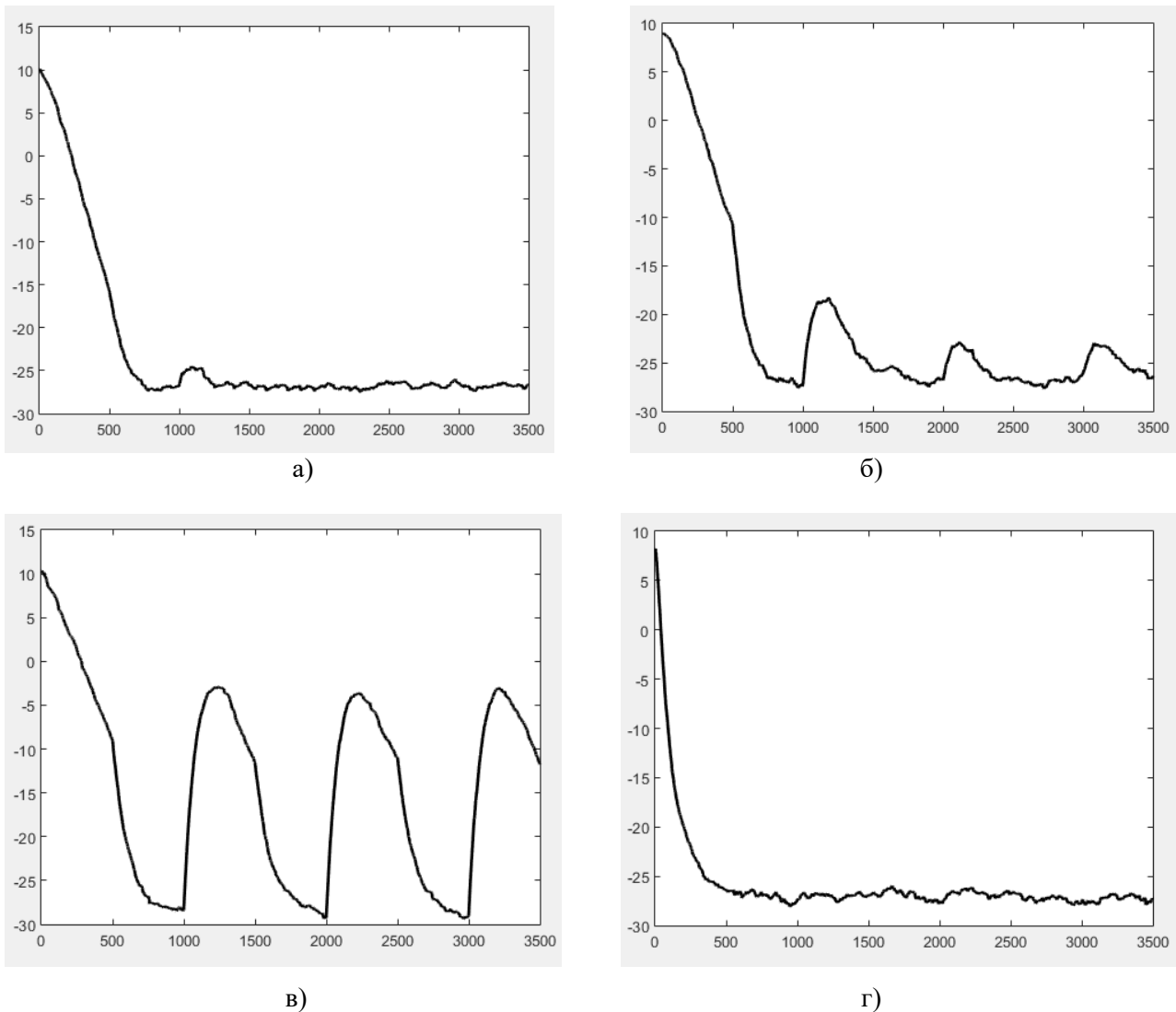


Рис. 3. Переходной процесс выходной мощности автокомпенсатора (дБ) от номера итерации для алгоритмов LMS(а), LMS-OGR(б), NLMS(в),RLS(г)

Из рис. 3 видно, что эффективность алгоритмов *LMS*, *RLS* практически одинакова: после окончания переходного процесса происходит снижение мощности помехи с 10 дБ до – 25 дБ. Самой худшей эффективностью обладает алгоритм *NLMS*, эффективность которого снизилась на 20 дБ на временном интервале, свободном от помехи. Эффективность алгоритма *LMS* с ограничителем снизилась на 5 дБ. Снижение эффективности алгоритма компенсации *NLMS* при подавлении прерывистой помехи связано с тем, что при кратковременном пропадании помехи происходит расстройка весовых коэффициентов за счет воздействия внутренних шумов каналов приема и при возобновлении действия помехи необходима повторная настройка весовых коэффициентов автокомпенсатора. Для алгоритма *LMS* быстрое действие автокомпенсатора зависит от мощности входного сигнала и сформированный за время действия мощной помехи весовой коэффициент практически не изменяется за время приема слабых по сравнению с помехой внутренних шумов каналов приема.

### Заключение

Сравнительный анализ эффективности подавления прерывистых активных шумовых помех показал, что приблизительно одинаковой эффективностью обладают алгоритмы *LMS* и *RLS*. Эффективность алгоритмов *LMS* с ограничителем и *NLMS* при подавлении прерывистых шумовых помех является более низкой за счет разбалтывания весового коэффициента на временном интервале, свободном от помехи.

### Список использованных источников

1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки / М.: Радио и связь, 1986. 446 с.
2. Aurelio Uncini. Fundamentals of Adaptive Signal Processing / Springer, 2015. 704 p.
3. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / Москва: Техносфера, 2013. 528 с.
4. Джиган В. И. LMS-алгоритм адаптивной фильтрации: первый или единственный для использования на практике? // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС), 2014. – №4. – С. 159–168.
5. Brennan L. E., Pugh E. L., Reed I. S. Control Loop Noise in Adaptive Array Antennas // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1971. – Vol. 7, N2. Pp. 254–262.
6. Brennan L. E., Reed I. S. Effect of Envelope Limiting in Adaptive Array Control Loops // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1971. – Vol. 7, N4. Pp. 698–700.
7. J. I. Nagumo, A. Noda. A learning method for system identification / IEEE Trans. on Automatic Control, 1967. – Vol. 12, N3. Pp. 282–287.
8. Sayed A. H. Fundamentals of adaptive filtering / NJ, Hoboken: John Wiley and Sons, Inc., 2003. 1125p.
9. Сергиенко А. Б. Алгоритмы адаптивной фильтрации: особенности реализации в MATLAB. В журнале «Exponenta Pro», 2003, №1. С. 18–28.