

## АДАПТИВНАЯ ОБРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ

Саломатин С.Б., Ходыко Д.Л.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,

каф. РТС. РБ, г. Минск, 220013, ул. П.Бровки 6., [kaftrtdo@bsuir.unibel.by](mailto:kaftrtdo@bsuir.unibel.by)

Системы спутниковой навигации и передачи информации используют сложные кодофазоманипулированные сигналы для обеспечения навигационных вычислений и передачи данных при заданном уровне помехоустойчивости приема. Имитационные помехи, параметры которых близки к полезному сигналу, представляют особую опасность для работы таких систем и требуют применения специальных мер защиты, в качестве которых могут использоваться быстрые и точные адаптивные фильтры подавления, обеспечивающие требуемое качество приема.

**Модель сигнала и помехи.** Моделью входного сигнала является аддитивная сумма полезного сигнала и широкополосной помехи:

$$x[n] = s[n] + \eta[n] = A_1 g_1[n] \sin(\omega_0 Tn) + A_2 g_2[n] \sin((\omega_0 - \omega_\Delta) Tn), \quad (1)$$

где  $A_i$  – амплитуды сигнала и помехи,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ,  $\omega_\Delta = 2\pi f_\Delta$ ,  $f_0, f_\Delta$  – промежуточная частота и параметр частотного разноса сигнала и помехи,  $g_i[n]$  – кодовые последовательности с длительностью одного дискрета  $T_{II}$ :

$$g_i[n] = \sum_{k=1}^M d_i[k] \text{rect}[Tn - (k-1)T_{II}], \quad (2)$$

где  $d_i[k]$  – коэффициенты, принимающие значения  $\pm 1$  в соответствии с законом чередования элементов псевдослучайных последовательностей (ПСП) максимальной длины сигнала и помехи.

**Алгоритмы адаптивной фильтрации.** Общее выражение для вычисления коэффициентов адаптивного фильтра имеет вид

$$\vec{w}[n+1] = \vec{w}[n] + \varepsilon[n] \vec{G}[n], \quad (3)$$

где  $\vec{w}[n]$  – весовой вектор,  $\varepsilon[n]$  – ошибка между требуемым сигналом и сигналом на выходе адаптивного фильтра,  $\vec{G}[n]$  – обобщенный вектор коэффициентов усиления.

Если  $\vec{G}[n] = \mu \vec{X}[n]$ , где  $\mu$  – коэффициент сходимости, а  $\vec{X}[n]$  – входной вектор, тогда выражение (2) известно как адаптивный алгоритм по методу наименьших квадратов (МНК) [1].

Быстрый адаптивный алгоритм МНК Редди [2] использует структуру вычислений следующего вида

$$\vec{G}[n] = -2\mu R_{xx}^{-1}[n] \vec{X}[n], \quad (4)$$

и

$$\vec{w}[n+1] = \vec{w}[n] - 2\mu \varepsilon[n] R_{xx}^{-1}[n] \vec{X}[n], \quad (5)$$

где  $R_{xx}[n]$  – автокорреляционная матрица входного сигнала,

Для рекурсивного алгоритма наименьших квадратов (РМНК) обобщенный коэффициент усиления имеет вид

$$G[n] = \frac{R_{xx}^{-1}[n-1] \vec{X}[n]}{1 + \vec{X}^T[n] R_{xx}^{-1}[n-1] \vec{X}[n]}, \quad (6)$$

а оценка обратной корреляционной матрицы обновляется рекурсивно [1]. В общем случае  $R_{xx}$  вычисляется как  $R_{xx} = E\{\vec{X}\vec{X}^T\}$ ,  $E\{*\}$  – операция усреднения.

**Модифицированные алгоритмы.** В основе модификации алгоритмов адаптивной фильтрации МНК и РМНК лежит взвешенная оценка автокорреляционной функции (АКФ), которая получается в результате умножения вектора значений оценки на значения оценки АКФ.

Выборочную автокорреляционную функцию  $\hat{r}_{xx}[n]$  входного сигнала [3] можно оценить на основе двухэтапного частотно-временного преобразования [4]. На первом этапе с помощью короткого

преобразования Фурье  $\tilde{P}_{xx}[k, n]$  вычисляются значения выборочного энергетического спектра от входной реализации сигнала  $x[n]$   $\tilde{P}_{xx}[k, n] = \frac{T}{N} \left| \sum_{m=0}^{N-1} x[n-m] e^{-j2\pi \frac{mk}{N}} \right|^2$ .

На втором этапе вычисляются значения  $\hat{r}_{xx}[n]$  через обратное преобразование Фурье  $\hat{r}_{xx}[n] = \frac{1}{NT} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{P}_{xx}[k, n] e^{j2\pi \frac{nk}{N}}$ , (7)

где  $T$  – интервал дискретизации.

Матрица взвешенных значений оценки автокорреляционной функции определяется как

$$\hat{R}_{xx} = \begin{bmatrix} \hat{r}_{xx}[0] \hat{r}_{xx} \\ \hat{r}_{xx}[1] \hat{r}_{xx} \\ \dots \\ \hat{r}_{xx}[N-1] \hat{r}_{xx} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

где  $\hat{r}_{xx} = [\hat{r}_{xx}[0], \dots, \hat{r}_{xx}[N-1]]^T$  – вектор значений оценок АКФ.

Матрицы  $\hat{R}_{xx}$  для рассматриваемых сигналов имеет линейную зависимость строк и столбцов, что говорит о её вырожденности и наличии одного ненулевого собственного числа  $\lambda$  [5].

Прибавим к матрице  $\hat{R}_{xx}$  единичную матрицу  $I$  и воспользуемся алгоритмом Мура-Пенроуза для нахождения обратной матрицы  $\hat{R}_{xx}^{-1}: \hat{R}_{xx}^{-1} = SVD(\hat{R}_{xx} + I)$ , (9)

где SVD – алгоритм нахождения псевдообратной матрицы через компоненты разложения по сингулярным числам.

Модифицированный алгоритм наименьших квадратов (ММНК) получается подстановкой в (5) матрицы  $\hat{R}_{xx}^{-1}$ .

Коэффициенты адаптивного фильтра модифицированного рекурсивного алгоритма наименьших квадратов (МРМНК) вычисляются в соответствии с (3), (6) и матрицей  $\hat{R}_{xx}^{-1}$  следующим образом:

$$\vec{w}[n+1] = \vec{w}[n] + \varepsilon[n] \frac{\hat{R}_{xx}^{-1}[n-1] \vec{X}[n]}{1 + \vec{X}^T[n] \hat{R}_{xx}^{-1}[n-1] \vec{X}[n]}. \quad (10)$$

**Моделирование.** Параметры моделирования для модели сигнала и помехи (1) следующие:  $A_j = 0.1B$ ,  $j = 0, 1$ ,  $f_0 = 1$  МГц,  $T_{II} = 0.1 / f_0$  с. Шаг сходимости  $\mu = 0.01$ .

Качество приема оценивается по уровню выборочной дисперсии ошибки оценки полезного сигнала  $\hat{s}[n]$  относительно эталонного сигнала  $s[n]$ .

$$\hat{\sigma}_u^2 = \frac{1}{D-1} \sum_{n=1}^D (\hat{s}[n] - s[n])^2, \quad (11)$$

где  $D$  – длин реализации наблюдаемого процесса  $\hat{s}[n]$ , функция ошибки аппроксимируется белым гауссовским шумом с нулевым средним.

Выборочная дисперсия зависит от частотного разделения  $f_{\Delta}$  и от отношения амплитуд сигнала и помехи.

Результаты моделирования модифицированных алгоритмов адаптации представлены на рис. 1-3. Для сравнения здесь же приведены результаты моделирования известных алгоритмов МНК и РМНК.

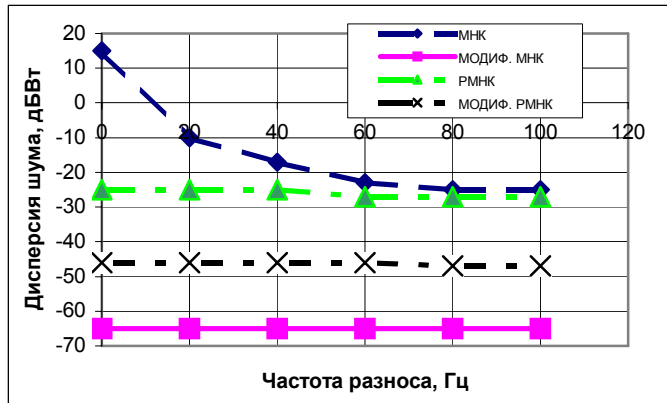


Рис.1– Зависимость дисперсии шума от частоты разнеса при  $A_1 / A_2 = 1$

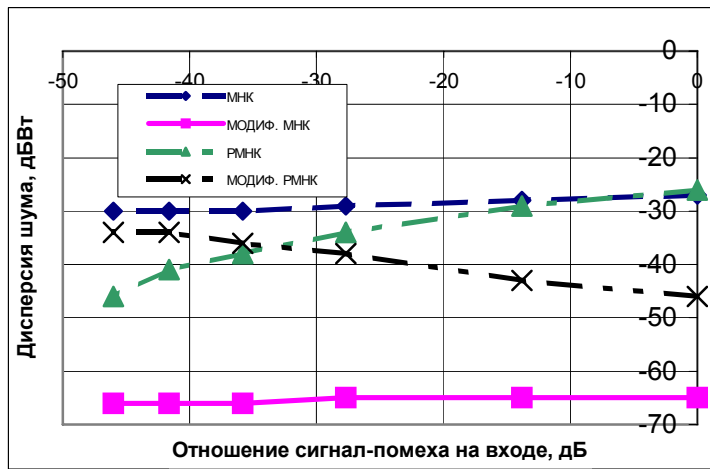


Рис.2 – Зависимость дисперсии шума от отношения сигнал-помеха при  $f_{\Delta} = 40$  Гц.

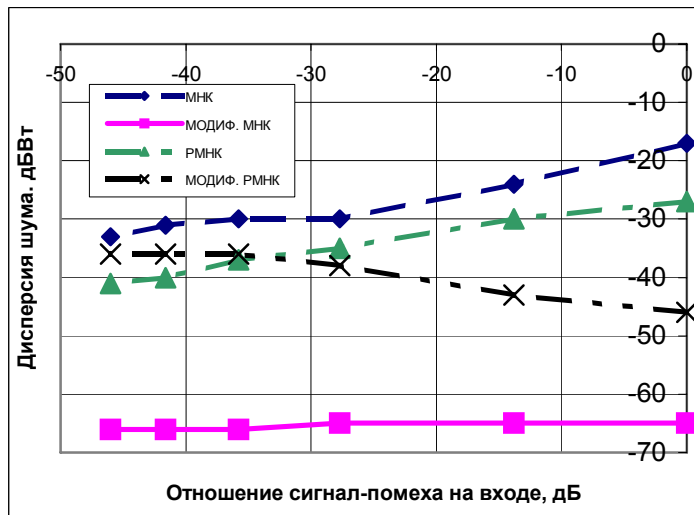


Рис.3 – Зависимость дисперсии шума от отношения сигнал-помеха при  $f_{\Delta} = 500$  Гц.

Из рис. 1 видно, что точность фильтрации модифицированных алгоритмов инвариантна к параметру частотного разделения сигнала и помехи, причем мощность шума ошибки у модифицированного МНК на 19 дБВт меньше по сравнению с модифицированным РМНК и на 38 дБВт по сравнению с РМНК. При постоянном частотном разделении модифицированный МНК незначительно зависит от отношения сигнал-помеха на входе адаптивного фильтра. Уровень мощности шума равен - 65 дБВт, что на 36 дБВт меньше чем у МНК. С уменьшением отношения сигнал-помеха от 0 до -46 дБ, мощность шума ошибки модифицированного РМНК увеличивается с -46 до -34 дБВт. Мощность шума у РМНК уменьшается на 20

дБВт. При  $f_{\Delta} = 500$  Гц характер зависимости точности фильтрации сохраняется. Мощность шума у МРМНК изменяется от -46 до -36 дБВт.

Таким образом, модифицированный РМНК обладает стабильной точностью фильтрации в условиях полного перекрытия спектров сигнала и помехи, что позволяет рекомендовать его применение при активном изменении энергетики имитационной помехи. При частичном перекрытии спектров и случайных замираниях сигнала целесообразно применять модифицированный алгоритм МНК.

#### Литература

1. Уидроу Б., Стирнз С.Д. Адаптивная обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1989.
2. С.С. Редди. Адаптивный алгоритм во временной области с быстрой сходимостью. ТИИЭР, т.72, №4, апрель 1984.
3. Введение в статистическую теорию распознавания образов. Фукунага К.: Пер. с англ. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1979, 368 стр.
4. Частотно-временное преобразование.
5. С. Л. Марпл-мл., Цифровой спектральный анализ и его приложения. Москва: Мир, 1990.

---

### ADAPTIVE PROCESSING OF BROADBAND SIGNALS AGAINST SIMULATED ECHO BACKGROUND

Salomatin S., Hoduko D.

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics,

Dep. of Radioengineering systems, RB, Minsk, 220013, 6 P. Brovki street., [kafrtsdo@bsuir.unibel.by](mailto:kafrtsdo@bsuir.unibel.by)

Satellite navigation and information transferring systems are using complex signals to provide navigating calculations and data transfer at the given level of noise stability receipt. Simulated echo which parameters are close to useful signal are very dangerous for such systems and requires application of such special measures of protection as fast and exact adaptive filters of suppression ensuring required receipt quality.

As useful signal and simulated echo phase-shift keyed signals are considered which have frequency interval of carrying fluctuations, different power and code structures.

To increase efficiency of suppression of the simulated echo it is offered to use modified algorithms of adaptive filtration that allow to lower disorder of own estimation matrix values of auto correlation function.

At the basis of updating of algorithms of an adaptive filtration by least squares method (LMS), by recursive method of the least squares (RLS), and also Reddi algorithm is the weighed estimation of auto correlation function (ACF) which is a result of multiplication of estimation values vector by estimation value ACF.

Matrixes of the weighed estimations ACF for considered signals have lines and column linear dependence that means its singular and presence of one not zero own number.

Selective auto correlation function of input signal is estimated on a basis of frequency - temporary short discrete transformation Fourier.

To calculate return matrix the following transformations are carried out:

- identity matrix is added to a matrix of the weighed estimations of meanings auto correlation function;
- algorithm Moore-Penrose and SVD is applied - algorithm of a presence of a pseudo-return matrix through components of decomposition on singular to numbers.

The modified algorithms are using procedures of calculation of a new return matrix in algorithms of suppression of an imitating handicap and allocation of a useful signal. The quality of allocation is estimated on dispersion of an error.

The modeling of the modified and known algorithms of adaptive suppression of handicapes with various parameters has given the following results.

The accuracy of a filtration of the modified algorithms invariant to parameter frequency divisions of a signal and handicap, and capacity of noise of a mistake is less, than at known algorithms.

At constant frequency division the modified algorithm LMS depends a little bit on the relation signal - handicap at the adaptive filter input.

Thus, modified RLS has stable accuracy of filtration when complete overlapping of signal spectra and handicap, that allows recommending its application at active imitating handicap power change. At partial spectra overlapping and casual signal fading it is expedient to apply the modified algorithm LMS.