2. Онищук А.Г. Радиомеханика как теория инвариантов в линейном энергетическом пространстве сигналов // Доклады БГУИР. 2005, Т.10. № 2. С.35–46.
3. Redheffer R.M. On the relation on transmission-line theory // Theory Math. and Phys. 1962, T. 41. №1.
4. Силаев М.А., Брянцев С.Ф. Приложение матриц и графов к анализу устройств СВЧ. М.: Советское радио, 1970.

ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОКОМПЕНСАТОРА ПОМЕХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФИЛЬТРА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ РЕГРЕССИИ

А.С. Горбунов, Ю.А. Нифонтов
(Екатеринбург, УрФУ им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, as.gorbunov@mail.ru)

THE RESEARCH OF NOISE AUTOCOMPENSATOR WITH A SEQUENTIAL REGRESSION FILTER

A.S. Gorbunov, Y.A. Nifontov

Одним из актуальных вопросов при проектировании систем связи остаётся выбор метода обработки сигналов с целью выделения полезной информационной составляющей на фоне действующих помех при широкой априорной неопределённости их параметров. На сегодняшний день остро стоит вопрос по поиску и внедрению быстродействующих алгоритмов оценки весовых коэффициентов адаптивных фильтров, функционирующих в изменяющихся условиях среды.

Обработчики сигналов большинства существующих систем связи, функционируют в соответствии с критерием минимума среднего квадрата ошибки, перестраивая коэффициенты цифрового фильтра по методу наименьших квадратов (LMS) [1] или рекурсивному методу наименьших квадратов (RLS) [3], тогда как в [1] представлен алгоритм последовательной регрессии, скорость сходимости которого превышает практически используемые алгоритмы.

В качестве показателей эффективности целесообразно, с точки зрения практической применимости, использовать скорость сходимости, коэффициент выигрыша в отношении сигнал-шум и вероятность ошибки.

Поскольку в условиях эксплуатации реальных систем отсутствуют априорные сведения о действующих помехах, то целесообразно при моделировании оценить влияние помеховых составляющих, мгновенные значения которых распределены по различным законам (гауссовым и негауссовым).

При моделировании автокомпенсатора используется двухканальная схема подавления помех [2], адаптивный фильтр которой корректирует значения весовых коэффициентов исходя из выбранного алгоритма.

В соответствии с [1] на нулевом этапе работы алгоритма последовательной регрессии происходит инициализация основных векторов и вычисление постоянных параметров:

$$\alpha \approx 2^{-1/(длина\_стационарного\_сигнала\_X)},$$

где α - внутренний параметр алгоритма последовательной регрессии, X - входная реализация по помеховому каналу.

$$Q_0^{-1} = q \cdot I,$$

где Q_0 - значение корреляционной матрицы входного сигнала на нулевом этапе, q - большая константа (в рамках моделирования использовано значение $q = 10^4$), I - единичная матрица.

$$W_0 = начальный\_вектор\_весовых\_коэффициентов,$$

где W_0 - значение вектора весовых коэффициентов на нулевом этапе (при отсутствии априорных сведении о сигнале W_0 инициализируется нулями).

$$X_0 = начальный\_вектор\_входного\_сигнала,$$

где X_0 - значение вектора весовых коэффициентов на нулевом этапе (при отсутствии априорных сведений о сигнале X_0 инициализируется нулями).

Зная постоянные параметры алгоритма и значения основных векторов на нулевом этапе, можно вычислить будущее значение вектора весовых коэффициентов:

$$W_1 = W_0 + 2 \cdot \mu \cdot \lambda_{CP} \cdot Q_0^{-1} \cdot \varepsilon_0 \cdot X_0,$$

где μ - параметр, определяющий скорость сходимости алгоритма, λ_{CP} - собственное значение корреляционной матрицы, ε_0 - выходной сигнал системы на нулевом этапе.

Далее, сдвигая входную реализацию по фильтру, можно вычислить выходной сигнал фильтра y на k-ом этапе ($k \geq 1$):

$$y_k = X_k^T \cdot W_k,$$

где y - выходной сигнал фильтра.

Совершая сдвиг в сигнальном канале параллельно помеховому каналу, можно вычислить выходной сигнал автокомпенсатора ε на k-ом этапе ($k \geq 1$):

$$\varepsilon_k = d_k - y_k,$$

где d - входная реализация по сигнальному каналу.

На заключительном этапе работы алгоритма оценивается текущее значение корреляционной матрицы и будущее значение вектора весовых коэффициентов:

$$Q_k^{-1} = \frac{1}{\alpha} \cdot (Q_{k-1}^{-1} - \frac{1}{\alpha + X_k^T \cdot S} \cdot S \cdot S^T),$$

где $S = Q_{k-1}^{-1} \cdot X_k$.

$$W_{k+1} = W_k + \frac{2 \cdot \mu \cdot \lambda_{CP} \cdot (1-\alpha^{k+1})}{1-\alpha} \cdot Q_k^{-1} \cdot \varepsilon_k \cdot X_k.$$

В соответствии с поставленными целями, в рамках работы проведено исследование эффективности автокомпенсатора помех, функционирующего с применением фильтра последовательной регрессии, с использованием математического моделирования.

Были исследованы помехоустойчивость для различных видов гауссовых и негауссовых помех с помощью оценки вероятности ошибки, характер выходного сигнала системы ε, в частности его спектральная мощность, автокорреляционная функция и гистограмма, и сравнительное быстродействие рассматриваемых алгоритмов, посредством построения зависимостей коэффициента выигрыша в отношении сигнал-шум от длительности входной реализации.

Лучшая помехоустойчивость алгоритма последовательной регрессии достигается при наличии гауссовых помех во входной реализации, что согласуется с условиями оптимальности критерия минимума среднего квадрата ошибки.

Сравнительный анализ быстродействия рассматриваемых алгоритмов свидетельствует о существовании условий, в которых алгоритм последовательной регрессии демонстрирует лучшие показатели качества. Моделируемый алгоритм сходится при длине входной реализации 1000-4000 отсчётов, демонстрируя коэффициент выигрыша в отношении сигнал-шум 10-15 дБ, алгоритм RLS сходится при 4000-8000 отсчётах с отношением сигнал-шум 10-15 дБ, а алгоритм LMS, в среднем, сходится при длине входной реализации более 8000 отсчётов, с величиной коэффициента выигрыша 5-10 дБ.

Используя в качестве информационной последовательности детерминированный и псевдослучайный процессы и получив схожие результаты, можно сделать вывод об инвариантности функционирования автокомпенсатора помех к типу информационного сигнала.

Оценка сигнала ε показала, что на выходе автокомпенсатора присутствует случайный процесс, имеющий закон распределения близкий к нормальному, о чём свидетельствует расчёт статистических моментов реализации.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании проведённого исследования можно сформировать рекомендации по применимости алгоритма последовательной регрессии в реальных системах связи, функционирующих на фоне широкого спектра гауссовых и негауссовых помех, в силу не худших, а зачастую лучших, показателей работы относительно алгоритмов, используемых на практике в современных системах.

Литература

1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. М.:Радио и связь, 1989. 440 с.
2. Сергиенко А.Б. Алгоритмы адаптивной фильтрации: особенности реализации в MATLAB. М.: ExponentaPro, 2003. 335 с.
3. Recursive least squares [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://en.wikipedia.org/wiki/Recursive_least_squares_filter, свободный (дата обращения: 12.06.2012).

КРУГОВАЯ ДИАГРАММА КАРТЕРА В ПРОСТРАНСТВЕ СОСТОЯНИЙ СИГНАЛОВ С ГИПЕРБОЛИЧЕСКОЙ МЕТРИКОЙ

А.Г. Онищук[1]

([1] Минск, Республика Беларусь, учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь», dipeg@tut.by)

CHART OF CARTER IN SPICE STATE OF SIGNALS WITH HYPERBOLE METRIC

A.G. Onishchuk

Рассматривается полная круговая диаграмма (КД) модулей z и аргументов ψ комплексных сопротивлений произвольных линейных двухполюсников (ДП) $\mathbf{z} = z\exp i\psi$ в плоскости коэффициента отражения $\mathbf{\Gamma} = \Gamma\exp i\varphi$, прототипом которой служит КД Картера для пассивных ДП [1]. На основе известного дробно- линейного преобразования в пространстве состояний сигналов (ПСС)

$$\mathbf{z} = ze^{i\psi} = \rho\frac{1+\mathbf{\Gamma}}{1-\mathbf{\Gamma}} = \rho\frac{1+\Gamma(\cos\varphi + i\sin\varphi)}{1-\Gamma(\cos\varphi + i\sin\varphi)} = \rho\frac{1-\Gamma^2 + i2\Gamma\sin\varphi}{1+\Gamma^2+2\Gamma\cos\varphi} \quad (1)$$

можно записать уравнения для модулей z и аргументов ψ сопротивления $\mathbf{z}$:

$$\Gamma^2\left(z^2-1\right) - 2\Gamma\cos 2\varphi\left(z^2+1\right) + \left(z^2-1\right) = 0; 1-\Gamma^2 = 2\Gamma\sin\varphi\operatorname{ctg}\psi, \quad (2)$$

справедливое для произвольных линейных ДП. Отсюда следуют два уравнения операторных окружностей (ОО) $\mathbf{\Gamma}$ для модулей z и фаз ψ сопротивлений $\mathbf{z}$

$$\left|\mathbf{\Gamma} - \left(z^2+\rho^2\right)\big/\left(z^2-\rho^2\right)\right|^2 = \left|2z\rho\big/\left(z^2-\rho^2\right)\right|^2; \left|\mathbf{\Gamma} - i\operatorname{ctg}\psi\right|^2 = \left|\operatorname{cosec}\psi\right|^2, \quad (3)$$