

Рис. 2. Два возможных варианта выбора переменного порога

2. Высокая вероятность ложных фиксаций меток на начальных участках (при малых k) наводит на мысль о необходимости использования или «зоны нечувствительности» до определенных значений K или (что еще более перспективно) порога, меняющегося в зависимости от длины линейного участка и использующего статистику возможной длины интервалов линейной аппроксимации. Два предлагаемых варианта изображены на рис. 2. Применительно к построению устройств сжатия измерительной информации подобный вывод показывает необходимость создания устройств адаптивной дискретизации с переменной допустимой погрешностью. Это позволит повысить эффективность фильтрации и, в конечном счете, достоверность измерительной информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Виттих В. А. Адаптивная дискретизация измеряемой величины с использованием метода наименьших квадратов. «Автометрия», № 4, 1969.

В. В. КУЛИКОВ, В. В. ПШЕНИЧНИКОВ

АЛГОРИТМИЧЕСКАЯ КОРРЕКЦИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

(с применением быстрого преобразования Фурье)

При измерении величин, изменяющихся во времени, на измерительную систему воздействует процесс, характеристики или параметры которого подлежат измерению. Преобразова-

ние сигнала $x(t)$, действующего на входе измерительной системы, сопровождается динамическими искажениями, которые необходимо учитывать при оценке выходного сигнала $y(t)$. Типичным примером элемента системы, вносящего динамические искажения, является датчик (емкостный, индуктивный, тензометрический и т. п.).

Существует два основных метода коррекции динамических искажений [1]. Первый связан с аппаратурной коррекцией сигнала с целью уменьшения искажений, вносимых системой. Однако этот метод заставляет считаться с физической реализацией цепей коррекции. Второй метод основывается на возможности определения (восстановления) входного сигнала по известным динамическим характеристикам системы и входному воздействию. Для линейной системы

$$y(t) = Lx(t), \quad (1)$$

где L — оператор, характеризующий систему.

Коррекцию динамических искажений линейной системы можно рассматривать как восстановление входного воздействия $x(t)$ по известной передаточной характеристике системы $K(p)$ и известному выходному сигналу системы $y(t)$.

Для анализа непрерывных функций времени $x(t)$ удобно использовать преобразования Лапласа и Фурье. При использовании ЦВМ для обработки измерительной информации целесообразно использовать преобразования Фурье. Для непрерывных непериодических функций времени можно записать

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (2)$$

Функция $X(\omega)$, представляющая собой непрерывный комплексный спектр функции $x(t)$, определяется через обратное преобразование Фурье

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (3)$$

Соотношения (2) и (3) известны как пара преобразований, а $X(t)$ обычно называют Фурье-преобразованием сигнала $x(t)$.

Запишем выражения, связывающие вход и выход системы с передаточной функцией $K(j\omega)$.

$$Y(\omega) = X(\omega) K(j\omega) \quad (4)$$

$$y(t) = F^{-1}[X(\omega) K(j\omega)]. \quad (5)$$

Оператор $F^{-1}(\lambda)$ в уравнении (5) обозначает операцию обратного преобразования Фурье.

Таким образом, восстановление входного воздействия по известной передаточной характеристике можно произвести по-

следовательным применением трех этапов, сопровождающих преобразование Фурье [2];

$$\left. \begin{aligned} Y(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} y(t) e^{-j\omega t} dt \\ X(\omega) &= Y(\omega) K^{-1}(j\omega) \\ x(t) &= F^{-1}[Y(\omega) K^{-1}(j\omega)] \end{aligned} \right\} (6)$$

Преобразования (6) при обработке средствами ЦВМ требуют дискретного представления исходной непрерывной функции и операторов. Стандартные программы преобразования Фурье требуют больших затрат машинного времени, поэтому решение подобных задач на ЦВМ являлось неэффективным. Однако разработанные в 1965 г. Кули и Таки [3] алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ) позволили производить вычисления, связанные с преобразованиями Фурье весьма экономично и с малыми затратами машинного времени. Такое высокое быстродействие оказалось возможным потому, что для временного ряда, состоящего из $N = 2^w$ выборок вычисление всех N , связанных с дискретным преобразованием Фурье (ДПФ) коэффициентов, потребуется лишь около $M \log_2 N$ арифметических операций, тогда как для вычисления коэффициентов ДПФ прямым методом потребуется N^2 операций. При больших N , таким образом, существенно меняется технико-экономический подход к решению задач, связанных с применением преобразования Фурье.

БПФ не только сокращает время вычислений, но и существенно снижает ошибки округления, связанные с вычислениями. Происходит это благодаря уменьшению числа операций в $(\log_2 N)$ раз. Например, если $N = 1024 = 2^{10}$, то $M \log_2 N = 10240$. Для стандартных методов вычисления ДПФ потребовалось бы время и число операций, пропорциональное $N^2 = 1048576$, т. е. более чем в 50 раз большее, чем в случае применения БПФ.

Исходя из показанной возможности эффективного преобразования на ЦВМ выражений, входящих в (6), процедуру алгоритмической коррекции динамических характеристик линейной системы можно представить в виде блок-схемы, приведенной на рис. 1. Данная блок-схема реализована на ЦВМ БЭСМ — 4. Для исследования помехозащищенности метода моделировалось два варианта наложения некоррелированной гауссовской помехи: на входной сигнал $x(t)$ (рис. 2) и на

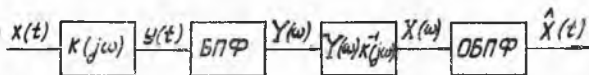


Рис. 1. Блок-схема алгоритмической коррекции динамических характеристик линейной системы

выходной $y(t)$ (рис. 3). Отношение амплитуды сигнала к стандарту помехи в обоих случаях составляло 10.

Входной (рис. 2, а) и выходной сигналы (рис. 3, а) с наложенной помехой показаны на рис. 2, б и 3, б.

В случае наложения помехи на входной сигнал $x(t)$ восстановление велось согласно формулам (6). После перевода

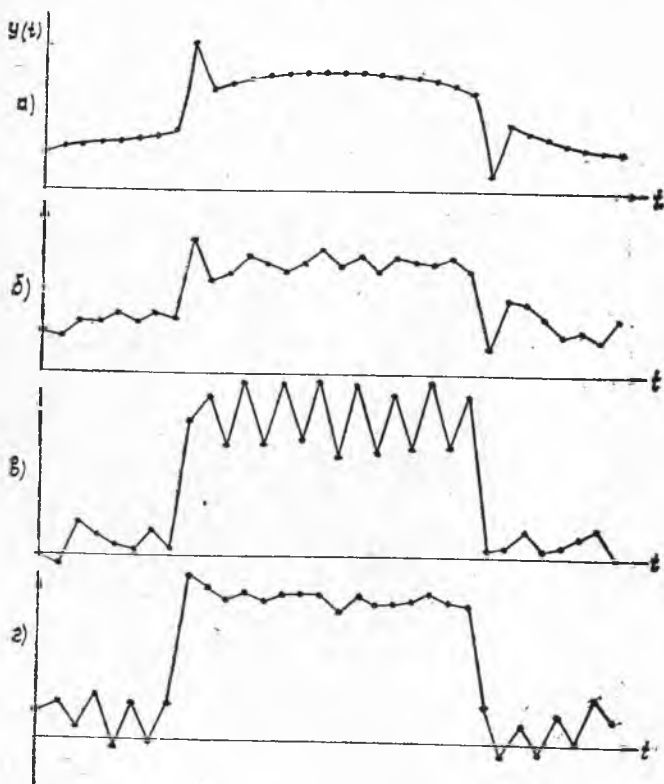


Рис. 2. Наложение некоррелированной гауссовской помехи на входной сигнал

в частотную область, коррекции и восстановления во временную область были получены сигналы, приведенные на рис. 3, в и 3, г.

В реальных условиях выходной сигнал $y(t)$ нам известен неточно. Этот случай моделируется вторым вариантом наложения помехи, задача восстановления входного воздействия становится некорректной, т. е. малым отклонениям сигнала $y(t)$ могут соответствовать сколь угодно большие отклонения восстановленного сигнала $x(t)$. Для получения корректных решений использовался метод регуляризации А. Н. Тихонова

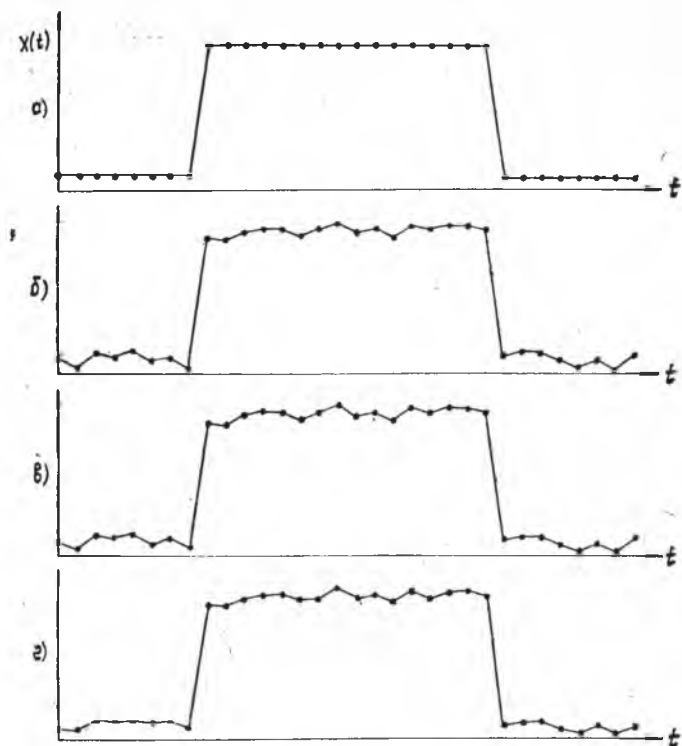


Рис. 3. Наложение некоррелированной гауссовской помехи на выходной сигнал

[4] в частотной области. В этом случае характеристика обратного фильтра имеет вид

$$K^{-1}(j\omega) = \frac{1}{[1 + \alpha M(\omega)] \cdot K(j\omega)}, \quad (7)$$

где α — параметр регуляризации; $M(\omega)$ — функция, определяющая регуляризирующий оператор.

При моделировании выбирался регуляризирующий оператор вида $M(\omega) = \omega^4$ и параметр регуляризации $\alpha = 0,01$.

Результаты восстановления с использованием методов регуляризации показаны на рис. 3, в и 3, г.

Анализ результатов позволяет утверждать, что по приведенным алгоритмам можно производить коррекцию динамических искажений сигналов в условиях действия аддитивных помех реальной интенсивности.

Применение в данных алгоритмах быстрого преобразования Фурье делает их весьма эффективными при обработке результатов измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Васильев А. И., Дробышев Ю. П., Котюк А. Ф. Способ измерения динамических параметров. «Измерительная техника», № 12, 1968.
2. Деруссо П., Рой Р., Клоуз Ч. Пространство состояний в теории управления. Изд. «Наука», М., 1970.
3. Бриггем, Морроу. Быстрое преобразование Фурье. ТИИЭР, т. 55, № 10, 1967.
4. Тихонов А. Н. О решении некорректно поставленных задач и методе регуляризации. ДАН СССР, 151, № 3, 1963.

В. Р. ПАНИН, В. В. СЕРГЕЕВ, В. П. ЯКИМАХА

РЕАЛИЗАЦИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ СЖАТИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ДАННЫХ

Одним из распространенных методов сжатия информации является адаптивная дискретизация сообщений [2]. В простейшем случае она заключается в выборке из непрерывного или заданного в виде числовой последовательности сигнала некоторых существенных отсчетов, по которым сигнал может быть восстановлен, например, кусочно-линейной аппроксимацией. При формировании интервала между отсчетами необходимо определять текущую погрешность аппроксимации сигнала выбранной функцией.

В информационно-измерительных системах задачу сжатия данных можно решить с помощью цифровых вычислительных машин (ЦВМ) и аналоговых устройств. Одним из основных показателей цифровых алгоритмов сжатия является число вычислительных операций, необходимых для обработки одной координаты контролируемого процесса. Уменьшения числа этих операций можно добиться упрощением процедуры контроля погрешности, переходом от точных методов ее определения к оценочным.

При использовании оценочных алгоритмов адаптивной дискретизации, построенных на использовании линейных преобразований сигнала [1], требуется вычислять функцию невязки $Y(t)$, величина которой связана с погрешностью аппроксимации. Для одного из наиболее эффективных линейных алгоритмов [1] эта функция описывается выражением:

$$Y(t) = x(t) - \frac{r+2}{t^{r+1}} \int_0^t \tau^r x(\tau) d\tau, \quad (1)$$