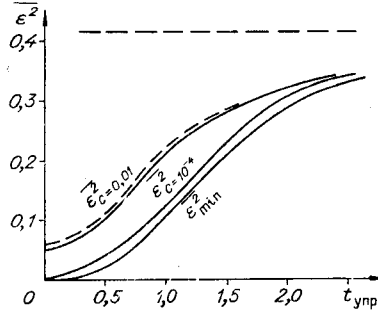


Если допустить в спектральной плотности (4) существование неучтенной составляющей помехи «белого» шума с весьма малой интенсивностью  $c > 0$ , тогда оптимальный предсказывающий фильтр будет определяться частотной характеристикой

$$\Phi^*(\omega) = \frac{b_0 + b_1 j\omega}{1 + 1,41 \sqrt[4]{c} j\omega - \sqrt{c}\omega^2}. \quad (10)$$

Как видим, в последнем случае оптимальный фильтр не содержит усилительных и дифференцирующих звеньев, что повышает его помехоустойчивость. Сравним влияние характера исходного сигнала  $x(t)$  на качество экстраполяции.

На рисунке отражены зависимости ошибки упреждения от времени экстраполяции процесса  $x(t)$  со спектральной плотностью (4). Как и следовало ожидать, минимальная ошибка упреждения наблюдается для фильтра с частотной характеристикой (8). Несущественно увеличивается средний квадрат ошибки для фильтра (10), рассчитанного из условия возможного наличия помехи белого шума с интенсивностью  $c = 10^{-4}$ ; большая ошибка будет иметь место для процесса со спектральной плотностью (4), если фильтр рассчитан с учетом помехи, для которой  $c = 0,01$ . Заметим, что для такого фильтра действительное наличие составляющей белого шума мало меняет значение ошибок (штриховая линия).



Совсем иная картина проявляется, если используется фильтр с характеристикой (8) в условиях дополнительной недифференцируемой помехи сколь угодно малой интенсивности. При этом очевидно, что дисперсия сигнала на выходе такого фильтра будет бесконечной, а оценка сигнала некорректной (верхняя штриховая линия).

Для того чтобы избежать некорректных оценок в реальной ситуации, достаточно исходную корреляционную функцию процесса аппроксимировать недифференцируемой функцией, что исключает дифференцирование процесса, либо ввести дополнительную составляющую помехи белого шума с весьма малой интенсивностью.

В последнем случае импульсная функция фильтра не будет содержать не только производных, но и самой  $\delta$ -функции. Введение составляющей белого шума равноценно регуляризации решения интегрального уравнения (3) по А. Н. Тихонову [3].

#### ЛИТЕРАТУРА

1. В. В. Солодовников. Статистическая динамика линейных систем автоматического управления. М., Физматгиз, 1960.
2. С. Я. Виленкин. О корректности оптимальных оценок математического ожидания случайного эргодического процесса.— Автоматика и телемеханика, 1970, № 9.
3. А. Н. Тихонов. Решение некорректно поставленных задач и метод регуляризации.— Докл. АН СССР, 151, 1963, № 3.

Поступило в редакцию  
24 марта 1971 г

УДК 621.317.39

А. Б. КУНГУРЦЕВ, В. В. СКАЛЕВОЙ  
(Одесса)

#### ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННОГО СИГНАЛА ПРИ НАЛИЧИИ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ

В некоторых областях измерительной техники встречается задача определения с высокой точностью кратковременного постоянного сигнала  $U_{x0}$  при наличии периодической помехи

$$U_n = \sum_{i=1}^n U_{pi} \sin(\omega_i t + \beta_i), \quad (1)$$

где  $n=1\div 3$ . Для подавления помехи такого вида может быть использован следящий преобразователь, скорость слежения которого

$$S_k = \frac{h}{T_m}$$

меньше скорости изменения сигнала помехи. Здесь  $h$  — шаг квантования по уровню, а  $T_m$  — шаг квантования по времени.

Поскольку следящий метод преобразования не может обеспечить быстрой компенсации большого начального рассогласования между компенсирующим  $U_k$  и измеряемым  $U_x$  напряжениями, то предлагается использовать комбинированную схему (рис. 1, а).

В начале измерения по команде от устройства управления сбрасывается в состояние «0» триггер Т и отпирается ключ К<sub>1</sub>. Сигнал с выхода «0» Т<sub>1</sub> запирает ключи К<sub>2</sub>, К<sub>3</sub>, которые обеспечивают работу счетчика в режиме слежения и вычитания. Следовательно, реверсивный счетчик превращается в регистр. Тактовые импульсы, проходящие через К<sub>1</sub> поочередно возбуждают ячейки распределителя, которые переводят в состояние «1» соответствующие разряды счетчика. Компенсирующее напряжение возрастает. Если при включении какого-либо разряда происходит перекомпенсация ( $U_k > U_x$ ), то появляется сигнал «+» на шине нуль-органа (НО) и на следующем такте «1» в этом разряде сбрасывается. Таким образом, преобразователь работает в режиме поразрядного уравнивания. После  $n$ -го тактового импульса триггер Т<sub>1</sub> переходит в состояние «1» и ключи К<sub>2</sub> и К<sub>3</sub> разблокируются. Тактовые импульсы поступают на вход младшего разряда реверсивного счетчика, и преобразователь начинает работать в следящем режиме со скоростью слежения  $S_k$ .

Поскольку всегда период помехи  $T_n$  много больше  $T_m$ , ступенчатую кривую  $U_k$  можно аппроксимировать отрезками прямой с наклоном  $+S_k$  и  $-S_k$  (см. рис. 1, б). Пока средняя величина напряжения  $U_k$  не установится равной  $U_{x0}$ , а период компенсирующего напряжения  $T_k = T_n$ , отрезки с отрицательным и положительным наклоном не будут равны и будет происходить переходный процесс слежения.

Если  $S_k \ll S_{n\max}$ , то можно произвести замену помехи в точках пересечения с  $U_{x0}$  касательными к ней в этих точках, т. е. прямыми с наклоном  $+S_n$  и  $-S_n$  (рис. 2). Тогда амплитуда компенсирующего напряжения

$$U_k = S_k \frac{T_n}{4}$$

определяется скоростью слежения  $S_k$  и периодом помехи  $T_n$  и может быть сколь угодно малой.

В качестве примера рассмотрим переходный процесс слежения при помехе вида

$$U_n = U_n \sin \omega t.$$

Заменяя помеху пилообразной кривой (рис. 3) с периодом, равным  $T_n$  и амплитудой  $A=1,4 U_n$  (погрешность замены в области  $U_n = 0 \div 0,8 U_n$  не более 5—6%), будем находить величины  $\Delta_1 = U_{k0} - U_{k2}$ ,  $\Delta_2 = U_{k2} - U_{k4}$ , ...,  $\Delta_n$ , на которые изменяется напряжение автокомпенсатора за период помехи. После ряда преобразований находим

$$\Delta_i = \Delta_1 (1 - C)^{i-1},$$

где

$$C = \frac{3,56 S_k S_{n\max}}{(0,89 S_{n\max} + S_k)^2}.$$

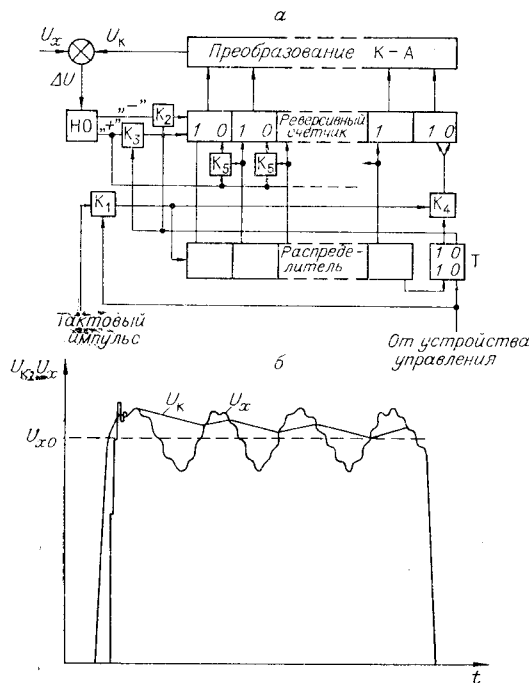


Рис. 1.

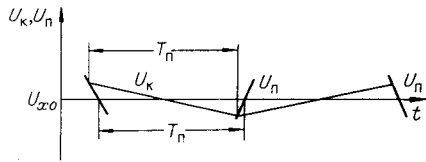


Рис. 2.

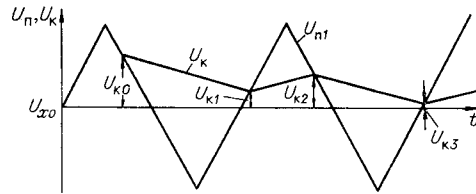


Рис. 3.

Величины  $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_n$  представляют собой члены геометрической прогрессии, сумма которых

$$\sum_{i=1}^n \Delta_i = \frac{\Delta_1}{C} \left[ 1 - \left( \frac{0,89 S_{\text{пmax}} - S_k}{0,89 S_{\text{пmax}} + S_k} \right)^{2n} \right]. \quad (2)$$

Используя (2), можно найти время переходного процесса, необходимое для изменения амплитудного значения компенсирующего напряжения от  $U_{k0}$  до  $U_{kn}$ :

$$t = T_n \frac{\log \left[ 1 - \frac{S_{\text{пmax}} (U_{k0} - U_{kn})}{U_{k0} S_{\text{пmax}} - 1,57 U_n S_k} \right]}{2 \log \frac{0,89 S_{\text{пmax}} - S_k}{0,89 S_{\text{пmax}} + S_k}}. \quad (3)$$

Например, при  $T_n = 0,2$  с,  $U_n = 1$  мВ,  $S_k = 6$  мВ/с,  $U_{k0} = 0,92$  мВ через 0,4 с  $U_{kn}$  становится равным 0,46 мВ.

Таким образом, используя комбинированные схемы автокомпенсаторов, сочетающие методы следящего преобразования и поразрядного кодирования, можно достаточно простым способом добиться подавления периодической помехи, наложенной на постоянный сигнал.

Поступило в редакцию  
12 мая 1970 г.,  
окончательный вариант —  
2 февраля 1971 г.

УДК 681.142.07 : 53.087.92(088.8)

Э. М. БРОМБЕРГ, В. С. ГОЛЬДМАН  
(Куйбышев)

### АВТОКОРРЕКТИРУЮЩИЙСЯ ИНДУКТИВНО-ЧАСТОТНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Частотно-цифровые преобразователи линейных перемещений с индуктивными первичными элементами находят широкое применение в устройствах информационной измерительной техники [1].

Основными недостатками известных индуктивно-частотных преобразователей являются: значительный уход частоты под влиянием дестабилизирующих факторов, в особенности температуры; неидентичность параметров отдельных элементов преобразователей, нелинейная зависимость частоты от перемещения, ограничивающая диапазон измерения.

Ниже изложен метод повышения точности индуктивно-частотного преобразователя за счет использования нового способа автокоррекции и описано устройство для измерения линейных перемещений, реализующее указанный способ [2, 3].