А К А Д Е М И Я Н А У К С С С Р
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
А В Т О М Е Т Р И Я

№ 4 1967

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 62–503

В. А. ВИТТИХ, А. Н. ГИНЗБУРГ
(Новосибирск)

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ АДАПТИВНЫХ ДИСКРЕТИЗАТОРОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ*

В [1] изложена методика оценки помехоустойчивости адаптивных дискретизаторов измерительных сигналов, которая основана на определении коэффициента сжатия K^* полезного сигнала $f^*(t)$ и коэффициента сжатия K сигнала $f(t)=f^*(t)+\xi(t)$, представляющего собой сумму полезного сигнала и помехи $\xi(t)$. Отношение K/K^* характеризует помехоустойчивость данного способа дискретизации. Таким образом, этот способ оценки помехоустойчивости является экспериментальным и предусматривает обработку сигналов $f^*(t)$ и $f(t)$ на вычислительных машинах.

Представляется целесообразным найти теоретические оценки помехоустойчивости адаптивных дискретизаторов, которые позволят провести исследования с большей глубиной и выявить зависимость помехоустойчивости от свойств полезного сигнала и помехи.

Решению этого вопроса и посвящена данная работа. Предполагается, что полезный сигнал $f^*(t)$ задан распределением вероятностей $\omega(T)$ длин отрезков дискретизации T, на которых он описывается точно полиномом n-й степени. Помеха $\xi(t)$ представляет собой стационарный случайный процесс с известной корреляционной функцией $B_\xi(\tau)$ и нулевым математическим ожиданием.

Критерий помехоустойчивости и фильтрации

Пусть адаптивные дискретизаторы основаны на аппроксимации сигнала алгебраическими полиномами n-й степени. В этом случае полезный сигнал $f^*(t)$, представляющий собой кусочно-полиномиальную функцию n-й степени, будет проходить через адаптивный дискретизатор без искажений (мы исключаем из рассмотрения ошибки вычислений).

Если на полезный сигнал наложена аддитивная помеха $\xi(t)$, то при вычислении коэффициентов $\{a_i\}_{i=0}^n$ в адаптивном дискретизаторе будут появляться погрешности $\{\Delta a_i\}_{i=0}^n$, обусловленные действием этой помехи. Восстановленный по коэффициентам $\{a_i+\Delta a_i\}_{i=0}^n$ сигнал $\overline{f(t)}$ будет отличаться от $f^*(t)$ на величину сигнала ошибки

$$\delta(t) = f^*(t) - \bar f(t) = \sum_{i=0}^{n} \Delta a_i t^i \qquad (0 \leqslant t \leqslant T). \tag{1}$$

Значения Δa_i в этом выражении являются случайными величинами, а $\delta(t)$ представляет собой нестационарный случайный процесс. Дисперсия $\delta(t)$ будет зависеть от времени. Допустим, что мы определили значение $D[\delta(T)]$. Тогда среднее значение дисперсии

$$D_{\text{ср}} = M\{D[\delta(T)]\} = \int_0^\infty D[\delta(T)]\,\omega(T)\,dT \tag{2}$$

---

* Материал доложен на VIII Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений в сентябре 1966 года в Новосибирске.

может быть использовано в качестве критерия помехоустойчивости адаптивных дискретизаторов.

Фильтрующие свойства адаптивных дискретизаторов можно характеризовать средним коэффициентом фильтрации

$$\zeta_{\text{ср}} = M\{\zeta(T)\} = \int\limits_0^\infty \zeta(T)\,\omega(T)\,d\,T, \tag{3}$$

где $\zeta(T) = \dfrac{D_\xi}{D[\delta(T)]}$ — коэффициент фильтрации на отрезке времени длины T;

D_ξ — дисперсия помехи $\xi(t)$.

Таким образом, для оценки помехоустойчивости адаптивного дискретизатора необходимо определить дисперсию $D[\delta(t)]$, которая будет зависеть от характеристик помехи $\xi(t)$. Среднее же значение дисперсии $D_{\text{ср}}$ будет зависеть также от параметров распределения $\omega(T)$, т. е. от вида сигнала $f^*(t)$.

Определение дисперсии $D[\delta(T)]$

Методы адаптивной дискретизации можно разбить на две группы: методы, основанные на дифференцировании сигнала, и методы, предусматривающие интегрирование сигнала [1]. Будем рассматривать адаптивные дискретизаторы, использующие линейную аппроксимацию сигнала ($n=1$) на отрезках дискретизации, поскольку в настоящее время не известны дискретизаторы высших порядков, основанные на дифференцировании сигнала.

Пусть

$$f^*(t) = a_0 + a_1\left(t - \frac{T}{2}\right) \qquad (0 \leqslant t \leqslant T). \tag{4}$$

В этом случае выражение (1) примет вид

$$\delta(t) = y + z\left(t - \frac{T}{2}\right), \tag{5}$$

где $y = \Delta a_0$ и $z = \Delta a_1$.

Рассмотрим сначала адаптивные дискретизаторы, основанные на дифференцировании сигнала. В этом случае коэффициент a_0 определяется значением самого сигнала, а a_1 значением его первой производной. Не умаляя общности рассуждений, рассмотрим адаптивный дискретизатор, использующий разложение сигнала в ряд Тейлора в окрестности точки $t=T/2$.

Тогда

$$y = \xi(T/2), \text{ а } z = \xi'(T/2).$$

Известно [2], что стационарный случайный процесс и его первая производная в один и тот же момент времени не коррелированы. Поэтому случайные величины $\xi(T/2)$ и $\xi'(T/2)$ будут тоже не коррелированы. Тогда дисперсия процесса $\delta(t)$ будет равна

$$D_{\text{д}}[\delta(t)] = D_y + D_z\left(t - \frac{T}{2}\right)^2, \tag{6}$$

где D_y и D_z — дисперсии случайных величин y и z.

Для момента времени $t=T$ (6) перепишем в виде

$$D_{\text{д}}[\delta(T)] = D_y + \frac{D_z T^2}{4}. \tag{7}$$

Дисперсию производной $\xi'(t)$ случайного процесса $\xi(t)$ можно определить по формуле [2]

$$D_z = -B_\xi''(0), \tag{8}$$

где $B_\xi''(0)$ — вторая производная корреляционной функции помехи в точке $\tau=0$.

Подставив (8) в (7) и учитывая, что $D_y = D_\xi$, получим

$$D_{д}[\delta(T)] = D_\xi - \frac{B''(0)\, T^2}{4}. \tag{9}$$

В группе методов, основанных на интегрировании, рассмотрим алгоритм адаптивной дискретизации лежандровского типа для $n=1$. Коэффициенты c_0 и c_1 разложения сигнала $f^*(t)$ $(0 \leqslant t \leqslant T)$ в ряд

$$\bar{f}(x) = c_0 + c_1 x = c_0 + c_1\left(\frac{2t - T}{T}\right) \quad (-1 \leqslant x \leqslant 1)$$

по полиномам Лежандра $X_0(x)=1$ и $X_1(x)=x$ вычисляются по формулам [3]:

$$c_0 = \frac{1}{T}\int_0^T f^*(t)\, dt;$$

$$c_1 = 1{,}5\left[\frac{2}{T}\int_0^T f^*(t)\, dt - \left(\frac{2}{T}\right)^2 \int_0^T\int_0^\theta f^*(t)\, dt\, d\theta\right].$$

Ошибки Δc_0 и Δc_1 в вычислении коэффициентов c_0 и c_1 при воздействии на $f^*(t)$ случайной помехи $\xi(t)$ будут равны:

$$\Delta c_0 = \frac{1}{T}\int_0^T \xi(t)\, dt;$$

$$\Delta c_1 = 1{,}5\left[\frac{2}{T}\int_0^T \xi(t)\, dt - \left(\frac{2}{T}\right)^2 \int_0^T\int_0^\theta \xi(t)\, dt\, d\theta\right].$$

Ошибка $\delta(t)$ в этом случае будет составлять

$$\delta(t) = \Delta c_0 + \Delta c_1\left(\frac{2t - T}{T}\right) = \left(\frac{6t - 2T}{T^2}\right)\psi(T) - \left(\frac{12\,t - 6\,T}{T^3}\right)\varphi(T),$$

где

$$\psi(T) = \int_0^T \xi(t)\, dt;$$

$$\varphi(T) = \int_0^T\int_0^\theta \xi(t)\, dt\, d\theta.$$

С учетом того, что операция интегрирования является линейной, а математическое ожидание помехи равно нулю, можно записать

$$D_{и}[\delta(t)] = M\{\delta^2(t)\} = \left(\frac{6t - 2T}{T^2}\right)^2 M[\psi^2(T)] -$$

$$-\frac{2}{T^5}(2t - 2T)(12t - 6T)\, M[\psi(T)\,\varphi(T)] + \left(\frac{12t - 6T}{T^3}\right)^2 M[\varphi^2(T)] =$$

$$= \left(\frac{6t - 2T}{T^2}\right)^2 D_\psi(T) - \frac{2}{T^5}(2t - 2T)(12t - 6T)\, K_{\psi\varphi}(T, T) + \frac{12t - 6T}{T^3} D_\varphi(T).$$

В момент времени $t=T$ дисперсия $D_и\,[\delta\,(t)]$ будет равна

$$D_и\left[\delta(T)\right]=\frac{16}{T^2}D_\psi(T)+\frac{36}{T^4}D_\varphi(T)-\frac{48}{T^3}K_{\psi\varphi}(T,\;T). \qquad (10)$$

Таким образом, для определения $D_и\,[\delta\,(T)]$ необходимо определить дисперсию интеграла от помехи $D_\psi(T)$, дисперсию двукратного интеграла $D_\varphi(T)$ и взаимокорреляционную функцию $K_{\psi\varphi}(T,\,T)$ однократного и двукратного интегралов.

Корреляционная функция интеграла случайного процесса описывается выражением [4]

$$K_\psi(t_1,\;t_2)=\int\limits_0^{t_1}\int\limits^{t_2} B_\xi(t''-t')\,dt''\,dt'. \qquad (11)$$

Определим взаимокорреляционную функцию $K_{\psi\varphi}(t_1,\;t_2)$:

$$K_{\psi\varphi}(t_1,\;t_2)=M\,[\psi\,(t_1)\,\varphi\,(t_2)]=M\left[\psi\,(t_1)\int\limits_0^{t_1}\varphi\,(\theta)\,d\,\theta\right]=\int\limits_0^{t_1}K_\psi(t_1,\;\theta)\,d\,\theta. \qquad (13)$$

Поскольку

$$\int\limits_0^{t_2}K_\psi(t',\;t'')\,dt'=K_{\psi\varphi}(t'',\;t_2),$$

то (12) можно переписать в виде

$$K_\varphi(t_1,\;t_2)=\int\limits_0^{t_1}K_{\psi\varphi}(t'',\;t_2)\,dt''. \qquad (14)$$

Для определения $D_\psi(T)$, $K_{\psi\varphi}(T,\;T)$ и $D_\varphi(T)$ необходимо в выражения (11), (13) и (14) подставить после проведения операции интегрирования $t_1=t_2=T$.

Заключение

В работе предложены критерии помехоустойчивости и фильтрации адаптивных дискретизаторов измерительных сигналов. Дана методика оценки дисперсии ошибки за счет действия помехи для двух классов адаптивных дискретизаторов, основанных на кусочно-линейной аппроксимации сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Виттих. Исследование помехоустойчивости некоторых типов адаптивных дискретизаторов измерительных сигналов. — Автометрия, 1965, № 6.
2. Б. Р. Левин. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. М., «Советское радио», 1960.

3. В. А. Виттих, А. Н. Гинзбург. Об одном алгоритме управления сбором информации.— Автометрия. 1965, № 4.
4. Е. С. Вентцель. Теория вероятностей. М., Физматгиз, 1962.

Поступило в редакцию
6 июля 1966 г.,
окончательный вариант —
8 января 1967 г.

УДК 621.3.088.7

Г. А. АЛИ-ЗАДЕ, М. В. ФИНДЕЛЬ-КЛЕВАНСКАЯ
(Баку)

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ УСТРОЙСТВ ЦЕНТРАЛИЗОВАННОГО КОНТРОЛЯ С БЕСКОНТАКТНЫМ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕМ ДАТЧИКОВ

Одной из актуальных задач современного приборостроения является повышение метрологических характеристик устройств централизованного контроля, которые в системах обегающего контроля в первую очередь определяются точностью коммутации контролируемых сигналов.

В работах [1—3] произведен детальный анализ погрешностей при бесконтактной коммутации генераторных датчиков, на основании которого сделан вывод, что при наличии большого числа датчиков наиболее трудноустранимой является погрешность от разброса величин переключаемых э. д. с., которая появляется в результате перераспределения токов между источниками переключаемых э. д. с. через конечные сопротивления замкнутого и разомкнутого бесконтактных ключей переключателя и через внутренние сопротивления датчиков.

Рассматривая не отдельный блок-коммутатор, как это делается в [2, 3], а измерительный тракт в целом (коммутатор совместно с усилителем типа МДМ), нам удалось исключить эту погрешность не за счет совершенствования схемы и элементов самого переключателя, а за счет автоматической корректировки нуля, которая сводится к проведению цикла измерения в два этапа.

Первый этап проводится перед началом опроса датчиков и характеризуется запоминанием на выходе устройства сигнала ошибки, который выделяется путем включения входа устройства на сопротивление с номиналом, равным среднеарифметическому всех внутренних сопротивлений опрашиваемых датчиков.

Второй этап, во время которого производится последовательный опрос всех датчиков, заключается в компенсации сигнала ошибки в процессе измерения путем вычитания на выходе устройства сигнала ошибки, запоминаемого на первом этапе, из сигнала, поступающего в процессе опроса датчиков.

Блок-схема измерительного тракта устройства централизованного контроля, иллюстрирующая предлагаемый способ, приведена на рис. 1.

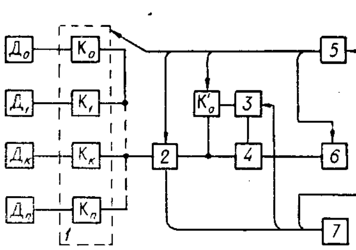

Рис. 1. Блок-схема измерительного тракта устройства централизованного контроля с бесконтактным переключателем датчиков:

$Д_0$ — «источник» э.д.с., равной нулю ($e_0=0$); $Д_1, \dots, Д_k, \dots, Д_n$ — опрашиваемые датчики; $К_0$, $К_1, \dots$, $К_n$ — бесконтактные ключи переключателя; $К'_0$ — бесконтактный ключ, работающий синхронно с ключом $К_0$; *1* — бесконтактный переключатель датчиков; *2* — усилитель типа МДМ; *3* — блок запоминания; *4* — блок вычитания; *5* — блок автоматического управления; *6* — блок измерения или сравнения с уставками; *7* — блок питания.

Первым этапом работы устройства является включение с помощью блока *5* ключей $К_0$ и $К'_0$. При этом устройство работает на блок запоминания *3* (например, триодно-емкостного типа). На вход усилителя *2* с переключателем *1* поступает сигнал ошибки $e_{ош}$, обусловленный действием э. д. с. отключенных датчиков вследствие конечности сопротивлений ключей $К_1$, $К_2$, . . . , $К_n$.