УДК 621.391

В. А. СВИРИДЕНКО
(Москва)

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ НЕКОТОРЫХ МЕТОДОВ СОКРАЩЕНИЯ ИЗБЫТОЧНОСТИ В АНАЛОГОВЫХ СООБЩЕНИЯХ, ПЕРЕДАВАЕМЫХ ПО КАНАЛУ С ШУМОМ

Количество исследований, в которых рассматривается эффективность методов сжатия данных, велико (см., например, [1—3]). Однако в большинстве из них оценка эффективности дается безотносительно к возможным ошибкам при передаче данных по каналу связи [1, 2].

В этой работе рассматриваются методы определения фактора сжатия данных, передаваемых по каналу с аддитивным гауссовым шумом, и приводятся результаты расчета эффективности некоторых алгоритмов сжатия данных при фиксированных процедурах кодирования сообщения в передаваемом сигнале и методах приема.

Пусть сообщение $m(t)$ представляет собой непрерывный случайный процесс на интервале $(0, T)$, подлежащий передаче по каналу с аддитивным нормальным шумом $n(t)$, статистические характеристики которого известны: $N[0;\ R(t_1;\ t_2)]$. Так как предполагается передача дискретизированного сообщения $m(t)$, то рассмотрению подвергается передача характеризующих его параметров, т. е. передаче подлежит случайная последовательность $\{m_i\}$, адекватная в некотором смысле исходному процессу $m(t)$ [3, 5]. Величины m_i могут быть непрерывными или дискретными.

Очень многие методы преобразования $m(t)$ в $\{m_i\}$ можно свести к разложению процесса $m(t)$ в ряд по ортогональным функциям:

$$m(t) \approx \sum_{k=1}^{N} m_k \varphi_k(\bar{a}_k;\ t), \tag{1}$$

где $\{\varphi_k(\bar{a}_k;\ t)\}$ — система базисных функций; $\bar{a}_k$ — вектор параметров функции $\varphi_k(t)$. Часто система $\{\varphi_k(\bar{a}_k;\ t)\}$ фиксирована. Если она полностью известна на приемной стороне, то имеем методы сокращения избыточности в виде разложения в обобщенный ряд Фурье (методы сжатия с преобразованием [1]); если неизвестны некоторые параметры $\bar{a}_k$ компонент базиса, то приходим к алгоритмам дискретизации сообщения, требующим передачи «адресной» информации о параметрах $\bar{a}_k$ (например, полиномиальные методы сокращения избыточности, когда тип полинома фиксирован, но некоторые его коэффициенты — «адресная» информация — передаются и т. п.).

Отметим, что во многих случаях информация об $\bar{a}_k$ носит дискретный характер и требует точного восстановления на приемной стороне для отсутствия ошибок, обусловленных эффектом накопления.

Таким образом, сообщение $m(t)$ задается вектором $\bar{m} = (m_1, m_2;\ \ldots$ $\ldots;\ m_N)$, размерность которого на интервале $(0, T)$ определяется заданной ошибкой аппроксимации и методами получения компонент $m_k (1 \leq k \leq N)$ вектора $\bar{m}$, и вектором $\bar{a} = (\bar{a}_1;\ \bar{a}_2;\ \ldots;\ \bar{a}_N)$.

В последующем изложении принят часто используемый в вопросах передачи аналоговых сообщений среднеквадратический (СК) критерий аппроксимации [1—5]. Поэтому ряд (1) адекватен $m(t)$ при СК ошибке (СКО) ε_a^2.

При передаче сообщения $m(t)$ информация о нем закладывается в сигнал $s(t;\ \overline{m};\ \overline{a})$ известной формы, где $\overline{m}$ и $\overline{a}$ — интересующие нас параметры сигнала. Во многих ситуациях передаваемый по каналу связи сигнал имеет вид [4, 5]:

$$s\left(t;\ \overline{m};\ \overline{a}\right) = \sum_{k=1}^{N} s_{0k}\left(t;\ m_k;\ \overline{a}_k\right), \tag{2}$$

где $\left\{s_{0k}\left(t;\ m_k;\ \overline{a}_k\right)\right\}$ — известная на приемном конце система ортогональных функций, некоторые параметры которых модулированы исходным сообщением.

При сделанных предположениях на вход приемника поступает сигнал $u(t)=s(t;\ \overline{m};\ \overline{a})+n(t)$. Приемное устройство производит оценку $\overline{a}^*$ и $\overline{m}^*$ вектора $\overline{m}$, связанных соотношением $\overline{m}^*=\overline{m}+\Delta\overline{m}$, где $\Delta\overline{m}$ — вектор ошибок, обусловленных помехами канала связи. Очевидно, что статистика ошибки $\Delta\overline{m}$ зависит от метода кодирования компонент m_k в сигнале, статистики помех и способов приема сигнала $u(t)$.

Расчет ошибок $\Delta\overline{m}$ можно провести известными методами теории оценок закодированных в сигнале $s(t;\overline{m};\overline{a})$ компонент вектора $\overline{m}$ [4, 5].

Возможны две ситуации при передаче сигнала $s(t;\ \overline{m};\ \overline{a})$: априорная статистика вектора $\overline{m}$ известна, и априорные сведения о $m(t)$ отсутствуют.

В первом случае оптимальным методом приема является байесовский [5]. Функцией приемного устройства является при этом формирование апостериорной плотности вероятности $p(\overline{m}/u)$ по наблюдаемому входному колебанию $u(t)$, которая может быть выражена через априорную статистику сообщения $p(\overline{m})$ и функцию правдоподобия $p(u/\overline{m})$ в виде $p(\overline{m}/u)=K\,p(\overline{m})\,p(u/\overline{m})$, где K — нормирующий множитель. Во втором случае вся доступная информация извлекается из функции правдоподобия $p(u/\overline{m})$.

При СК критерии качества оценка вектора $\overline{m}$ представляет собой среднее значение, а информация о дисперсиях ошибок $\Delta\overline{m}$ заключена в корреляционной матрице распределений $p(\overline{m}/u)$ или $p(u/\overline{m})$.

Определим теперь СКО восстановления сообщения $m(t)$ формулой

$$\delta_N^2 = M\int_0^T \left[m(t) - m^*(t)\right]^2 dt, \tag{3}$$

где M — оператор математического ожидания.

Пусть энергия, затрачиваемая на передачу сообщения $\overline{m}$ по каналу связи

$$E = M\int_0^T s^2\left(t;\ \overline{m};\ \overline{a}\right) dt = M\sum_{k=1}^{N} E_{0k}\left(m_k;\ \overline{a}_k\right). \tag{4}$$

Таким образом, эффективным методом преобразования сообщения $m(t)$ в вектор $\overline{m}$, передаваемый по каналу с шумом при фиксированных методах модуляции и приема, считаем тот, который обеспечивает минимальную величину энергии E при заданной СКО восстановления δ_N^2.

Рассмотрим некоторые конкретные методы сжатия данных и передачи их по каналу с аддитивным нормальным шумом, который в последующем будем полагать «белым» с интенсивностью N_0.

Для определения эффективности этих методов необходимо задаться статистическими характеристиками сообщения $m(t)$. Пусть $m(t)$ представляет собой квазистационарный случайный процесс с нулевым средним значением, единичной дисперсией $\sigma^2=1$ и корреляционной функцией $R(\tau)$ на интервале стационарности $(0,\ T)$. Пусть максимально возможная ширина спектра сообщения $m(t)$ равна $W_м$, а текущая — $W_т < W_м$ и обработке подлежит решетчатый процесс $m_0(t)$, представляющий собой результат дискретизации $m(t)$ с частотой f_0, определяемой величиной $W_м$ и заданной СКО аппроксимации $\varepsilon_а^2$.

Подвергнем анализу импульсные методы передачи сообщения $\{m_i\}$, когда кодируемые в сигнале $s(t; \overline{m}; \overline{a})$ компоненты m_i вектора $\overline{m}$ представляют собой непрерывные величины*. Аналоговые методы модуляции сигнала $s(t; \overline{m}; \overline{a})$ накладывают ограничения на способ образования вектора $\overline{m}$. Предполагая, что параметры $\overline{a}_k$ базисных функций $\varphi_k(\overline{a}_k; t)$ в выражении (1) должны быть восстановлены на приемном конце точно, целесообразными следует признать такие методы преобразования $m(t)$ в $\overline{m}$, когда система $\{\varphi_k(t)\}$ полностью определена. При этом приходим к методам сжатия с преобразованием или методам дискретизации с известной фиксированной частотой считывания $f_0' \leqslant f_0$.

Величина СКО восстановления при представлении процесса $m(t)$ обобщенным рядом Фурье определяется формулой

$$\delta_N^2 = M\int_0^T \left[\sum_{k=1}^{\infty} m_k\varphi_k(t) - \sum_{k=1}^{N}(m_k+\Delta m_k)\varphi_k(t)\right]^2 dt = M\int_0^T\left[\sum_{k=N+1}^{\infty} m_k\varphi_k(t) - \sum_{k=1}^{N}\Delta m_k\varphi_k(t)\right]^2 dt = \varepsilon_а^2 + \sum_{k=1}^{N} M\{\Delta m_k^2\} \qquad (5)$$

и представляет собой сумму СКО аппроксимации $\varepsilon_а^2$ и ошибки ε_k^2, определяемой шумами канала связи.

При дискретизации $m(t)$ с частотой f величина СКО δ^2 также определяется соотношением (5), если считать, что предварительно процесс $m(t)$ проходит через фильтр низких частот с граничной частотой $f_c = \frac{f}{2}$, а интервал $T \gg \frac{2\pi}{W_т}$ [8]. При этом величина СКО $\varepsilon_а^2$ определяется из соотношения

$$\varepsilon_а^2 = 2\int_{2\pi f_c}^{\infty} G_m(\omega)\,d\omega, \qquad (6)$$

где $G_m(\omega)$ — энергетический спектр исходного сообщения $m(t)$.

Рассмотрим линейную модуляцию (АИМ) и прием по методу максимального правдоподобия сигнала $s(t; \overline{m}) = \sum_{k=1}^{N} m_k s_{0k}(t)$ для трех методов обработки сообщения:

а) дискретизации $m(t)$ с частотой f_0 (при этом размерность вектора равна N);

б) «адаптивной» выборки, под которой предполагается любой метод, связанный с определением текущей полосы $W_т$ (при этом вектор $\overline{m}$ получен путем дискретизации $m(t)$ с частотой f, определяемой $W_т$, а его размерность $N' = NW_т/W_м = N/K_{сж}$);

в) сжатия с преобразованием (вектор $\overline{m}$ получен путем разложения $m(t)$ в ряд Фурье, а его размерность $N'' = N'$ [1, 9]).

В первых двух случаях дисперсии σ_k^2 компонент m_k вектора $\overline{m}$ равны дисперсии исходного процесса $(\sigma_k^2 = \sigma^2 = 1)$, в третьем σ_k^2 — разные и определяются степенью неравномерности спектра $G_m(\omega)$, их вели-

* Дискретные (цифровые) методы передачи непрерывных сообщений по каналу с шумом рассмотрены в [3] при полностью определенной системе функций $\{\varphi_k(t)\}$, а также в [6, 7], где учитывается наличие «адресной» информации о параметрах a_k базисных функций $\varphi_k(\overline{a}_k; t)$.

чины при больших размерностях N'' вектора $\overline{m}$ значительно меньше 1.

При сделанных предположениях относительно сигнала, шума и метода приема оценки m_k^* компонент вектора $\overline{m}$ независимы, среднее значение их $M\{m_k^*\}=0$, а дисперсия ошибки $M\{\Delta m_k^2\}=N_0/2E_{0k}$ [4, 5, 10].

Таким образом, при равномерной дискретизации процесса $m(t)$ ошибка будет тем больше, чем больше размерность N вектора $\overline{m}$, при условии, что увеличение N сверх N' почти не влияет на величину ε_a^2. Последнее справедливо, если $G_m(\omega)$ резко убывает при $\omega > W_т$. Следовательно, сжатие данных при отсутствии априорных сведений о статистике $m(t)$ обусловливает энергетический выигрыш B_1, который можно определить из соотношения $\delta_N^2=\delta_{N'}^2$, т. е:

$$\varepsilon_a^2(N)+\sum_{k=1}^{N} M\{\Delta m_k^2\}=\varepsilon_a^2(N')+\sum_{k=1}^{N'} M\{(\Delta m_k')^2\}. \qquad (7)$$

Полагая, что $\varepsilon_a^2(N)-\varepsilon_a^2(N')$ и энергии элементарных сигналов равны, т. е. $E_{0k}=E_0$ и $E_{0k}'=E_0'$, можно из (7) получить $B_1=E/E_1=[N/N']^2=K_{сж}^2$.

Аналогично можно определить выигрыш B_2 для метода сжатия с преобразованием при приеме по методу максимального правдоподобия. Очевидно, что оптимальным набором функций $\{\varphi_k(t)\}$ будет тот, который минимизирует величину N при заданной СКО ε_a^2. Для нормальных процессов оптимальным набором являются собственные функции оператора Фредгольма с ядром $R(\tau)$, т. е. представление $m(t)$ рядом Карунена — Лоева [3, 9, 10]. Заметим, что для методов сжатия данных, передаваемых по каналу с шумом, целесообразно ограничиться такой величиной N, при которой СКО ε_k^2 не больше ошибки ε_a^2. Последующее увеличение N приводит к росту δ_N^2, так как ε_a^2 становится меньше ошибки, обусловленной шумами канала [3, 5]. Это, однако, справедливо, если ε_k^2 возрастает с увеличением N быстрее, чем ε_a^2 убывает.

Для АИМ-передачи компоненты m_k требуется энергия $E_k=\sigma_k^2E_{0k}$. Отсюда величина E_2, необходимая для передачи $m(t)$ путем его представления рядом Фурье при заданной СКО δ^2, определяется выражением

$$E_2=\sum_{k=1}^{N''}\sigma_k^2E_{0k}''=E_0''\sum_{k=1}^{N''}\sigma_k^2=\sigma^2E_0'' \qquad (8)$$

при некоррелированности компонент m_k, что меньше соответствующей величины энергии для метода «адаптивной» выборки. При $T\gg\tau_k$, где τ_k — максимальное время корреляции процесса $m(t)$, корреляцией между компонентами m_k ряда Фурье можно пренебречь [10]. Тогда величины σ_k^2 можно приближенно определить так: $\sigma_k^2\approx 2G_m(k\Delta\omega)\Delta\omega$, где $\Delta\omega=\pi/T$ [9].

Таким образом, при АИМ-передаче равномерная дискретизация с частотой f_0 требует для обеспечения СКО δ^2 энергии E, метод «адаптивной» выборки $(f)-E_1=E/K_{сж}^2$, а представление рядом Фурье — энергии $E_2=E(K_{сж}^2N'')$. Значит, метод сжатия с преобразованием дает максимальный выигрыш B_2, увеличивающийся с ростом размерности N'' вектора $\overline{m}$. Однако, как отмечалось, целесообразно ограничиться такой оптимальной величиной N'', когда $\varepsilon_a^2=\varepsilon_k^2$ (N'' зависит от статистики процессов $m(t)$ и $n(t)$).

Для нелинейных методов аналоговой модуляции неэнергетических параметров сигнала $s(t;\overline{m})$ (например, для ВИМ) выигрыш $B_2=B_1$, т. е. определяется только величиной $K_{сж}$, так как энергии элементарных сигналов $s_{0k}(t)$ одинаковы для всех видов обработки $m(t)$. Величина E_0 для нелинейной модуляции, обеспечивающей заданное значение $M\{\Delta m_k^2\}$, при достаточно высоких отношениях с/ш, позволяющих пренебречь пороговыми эффектами, естественно меньше соответствующей величины E_0 при АИМ-передаче* [4, 5].

Таким образом, аналоговая модуляция энергетических параметров сигнала $s(t;\ \overline{m})$ при методе сжатия с преобразованием позволяет учесть различную информативность компонент m_k вектора $\overline{m}$, определяемую величинами σ_k^2, и дает максимальный энергетический выигрыш.

Исследуем теперь эффективность рассмотренных алгоритмов сжатия данных с известными статистическими характеристиками, прием которых ведется байесовским приемником.

При нелинейных методах модуляции неэнергетических параметров сигнала $s(t;\ \overline{m})$ и больших отношениях с/ш допустима аппроксимация функции правдоподобия $p(u/\overline{m})$ в окрестности максимума нормальным распределением с нулевым средним и диагональной корреляционной матрицей $\Phi = S^{-1}$ [5], где матрица S имеет элементы $s_{ij} = \frac{2}{N_0}\int\limits_0^T \frac{\partial s(t;\ \overline{m})}{\partial m_i}\cdot$

$\cdot\frac{\partial s(t;\ \overline{m})}{\partial m_j}dt$. При АИМ-передаче $p(u/\overline{m})$ имеет точный нормальный вид

$N[0,\ \Phi]$, где $\Phi = S^{-1}$, а матрица S имеет элементы $s_{ij} = \frac{2}{N_0}\int\limits_0^T s_i(t)\,s_j(t)\,dt$

и является диагональной.

Если вектор $\overline{m}$ нормальный ($N[0,\ R]$), то апостериорное распределение вектора $\overline{m}$ также нормальное ($N[0,\ C]$), причем матрица C определяется из соотношения $C^{-1} = \Phi^{-1} + R^{-1} = S + V$. Дисперсия байесовских оценок определяется диагональными элементами c_{ii} матрицы C [5].

Практически оптимальный байесовский приемник для нормального сообщения, подвергнутого равномерной дискретизации, реализуется просто: он представляет собой последовательное соединение приемника максимального правдоподобия и оптимального линейного фильтра [5].

Для рассматриваемого случая помеха имеет характер «белого» шума с дисперсией $M\{\Delta m_k^2\}$ в полосе $\Delta\omega$, равной $W_м$ или $W_т$ в зависимости от частоты дискретизации, а сообщение представляет нормальную последовательность со спектральной плотностью $G_{m0}(\omega)$. Если справедливо условие $N \gg 1$, то минимальная СКО при байесовском приеме может быть найдена приближенно из соотношения [11].

$$M\{\Delta m_k^2\} = \int\limits_{-\Delta\omega}^{\Delta\omega}\{G_{m_0}(\omega)\,G_n(\omega)/[G_{m_0}(\omega) + G_n(\omega)]\}\,d\omega. \qquad (9)$$

Для определения эффективности методов сжатия данных необходимо задаться конкретным энергетическим спектром сообщения. Часто в качестве модели $m(t)$ используется нормальный процесс с L-образным спектром. Пусть

$$G_m(\omega) = \begin{cases} k_1, & \text{если } \omega \leqslant W; \\ k_2, & \text{если } W < \omega < W_т \quad (k_2 < k_1); \\ k_2 e^{-\gamma(\omega - W)}, & \text{если } \omega \geqslant W_т \end{cases} \qquad (10)$$

---

* Оптимальное распределение энергий E_k по компонентам m_k здесь не рассматривается. Однако заметим, что его можно определить методом множителей Лагранжа [3, 5].

(при $\gamma \to \infty$ спектр имеет L-образную форму и ограничен полосой $W_т$).

где A_0 Полагая $\frac{\gamma}{W_м} \gg 1$, можно считать $\varepsilon^2(N) \simeq \sigma^2(N') \simeq \sigma^2(N'')$, при дискретизации с частотой $f \leqslant f_0$ выражение для δ_N^2 имеет вид (11), но $A = \frac{M\{(\Delta m_k')^2\}}{W_т}$.

Пусть для простоты $W_т = W$ — спектр $G_m(\omega)$ прямоугольный. Тогда выражение (11) упрощается:

$$\delta_N^2 \approx \frac{W_T N k_1 N_0 / 2E_{ok} W_м}{k_1 + N_0/2E_{ok} W_м}. \tag{12}$$

Приравнивая δ_N^2 и $\delta_{N'}^2$ и проводя алгебраические преобразования, можно найти, что

$$B_1 = K_{сж} \frac{\sigma^2 + N_0/2E_{ok}'}{\sigma^2 + N_0/2E_{ok} K_{сж}}, \tag{13}$$

т. е. при больших отношениях с/ш $B_1 \simeq K_{сж}$, а при малых отношениях с/ш, когда ошибка максимального правдоподобия соизмерима с величиной σ^2, $B_1 \simeq 2K_{сж}$.

Можно показать, что линейная зависимость B_1 от $K_{сж}$ сохраняется и для L-образного энергетического спектра.

Для метода сжатия сообщения путем представления сигнала $m(t)$, спектр которого прямоугольный, рядом Фурье размерность вектора $\bar{m}$ равна $N'' = N'$, а ошибка

$$\delta_{N''}^2 \approx \sum_{k=1}^{N''} M\{(\Delta m_k'')^2\} = \frac{\sigma^2}{1 + 2\sigma^2 E_{ok}''/N'' N_0}. \tag{14}$$

Тогда из равенства $\delta_N^2 = \delta_{N''}^2$ можно найти, что

$$B_2 = K_{сж} N'' \left[N_0 (N'' - 1)/(2E_{ok}'' \sigma^2) + 2\right], \tag{15}$$

т. е. при больших отношениях с/ш величина B_2 пропорциональна $K_{сж}$ и размерности вектора $\bar{m}$, а при малых отношениях с/ш B_2 пропорциональна $K_{сж}$ и квадрату размерности вектора $\bar{m}$.

Для нелинейных методов модуляции и байесовского приема величина B_1 имеет такой же вид, как и при АИМ, а величина B_2 в N'' раз меньше, если процесс $m(t)$ имеет прямоугольный энергетический спектр. Поэтому при больших отношениях с/ш выигрыши B_1 и B_2 соизмеримы, а при малых отношениях с/ш, но таких, что вероятность аномальных ошибок мала, отношение B_2/B_1 пропорционально размерности вектора $\bar{m}$.

ВЫВОДЫ

При аналоговых методах модуляции передаваемого по каналу связи с шумами сигнала $s(t;\ \bar{m})$ сокращение избыточности в закодированном в нем непрерывном сообщении $m(t)$ позволяет получить энергетический выигрыш тем больший, чем сильнее избыточность в $m(t)$ и чем меньше известно о его статистике.

Максимальный выигрыш по энергии для нормальных сообщений дают методы их представления обобщенным рядом Фурье.

Методы модуляции энергетических параметров сигнала $s(t; \bar{m})$ позволяют учитывать различную информативность компонент вектора $\bar{m}$ в отличие от модуляции неэнергетических параметров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сокращение избыточности. Тематический выпуск.— ТИИЭР, 1967, т. 55, № 3.
2. Л. Дэвиссон. Теоретический анализ систем сжатия данных.— ТИИЭР, 1968, т. 56, № 2.
3. P. Wintz, A. Kurtenbach. Waveform Error Control in PCM Telemetery.— IEEE Tr., 1968, v. IT-14, № 5.
4. Дж. Возенкрафт, И. Джекобс. Теоретические основы техники связи, М., «Наука», 1969.
5. С. Е. Фалькович. Оценка параметров сигнала. М., «Советское радио», 1970.
6. В. А. Свириденко. Помехоустойчивость цифровых методов передачи аналоговых сообщений с повышенной информативностью.— Радиотехника, 1973, № 4.
7. В. А. Свириденко. Энергетическая эффективность кодирования источника аналоговых сообщений, передаваемых по каналу с шумом.— Труды V конференции по теории кодирования и передачи информации, секция VI. Кодирование в сложных системах. Обработка сообщений. М.— Горький, 1972.
8. W. Wolf, R. Elsner. Über die Minimisierung von Abtast — Quantisierungs und Kanalfehler.— AEÜ, 1971, v. 25, № 4.
9. В. С. Пугачев. Теория случайных функций. М., Физматгиз, 1962.
10. В. Давенпорт, В. Рут. Введение в теорию случайных сигналов и шумов. М., Изд-во иностр. лит., 1960.
11. А. М. Яглом. Введение в теорию стационарных случайных функций.— УМН, 1952, т. VII, вып. 5 (51).

Поступила в редакцию 3 августа 1971 г.

УДК 512.24

В. С. КИРИЧУК, Б. Н. ЛУЦЕНКО

(Новосибирск)

ОБНАРУЖЕНИЕ ЗНАЧИМЫХ СИСТЕМАТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Пусть имеется комплекс n измерительных средств, обслуживающих некоторый эксперимент. Исследуемый процесс в каждый момент времени характеризуется m-мерным вектором параметров A. Некоторые из приборов могут поставлять на всем интервале наблюдения смещенные данные. Смещение предполагается постоянным во времени. Игнорирование этих систематических ошибок при обработке приводит к недостоверным результатам. Обращение же к общей модели, предполагающей наличие постоянных ошибок в показаниях всех приборов, существенно занижает точность получаемых оценок. Представляется целесообразным выделить из всего комплекса средства, данные от которых не содержат систематических ошибок. Построение и последующее использование скорректированной модели, предполагающей смещение лишь в части приборов, приводят к более точным оценкам параметров. Эффект особенно ощутим, если удается выделить m достоверных приборов, позволяющих однозначно охарактеризовать состояние исследуемого явления в каждый момент времени.