
УДК 621.646

А. А. Владимирский *, **И. А. Владимирский ****, кандидаты техн. наук

* Ин-т проблем моделирования в энергетике им. Г. Е. Пухова НАН Украины

(Украина, 03164, Киев, ул. Генерала Наумова, 15,

тел.: (044) 4249170, E-mail: alex@alevla.kiev.ua),

** «Энергоналадка Киевэнерго» АК «Киевэнерго»

(Украина, 02660, Киев, ул. Червоногвардейская, 20а,

тел.: (044) 2394580, E-mail: igor@alevla.kiev.ua).

Методика учета инструментальных погрешностей при разработке корреляторов

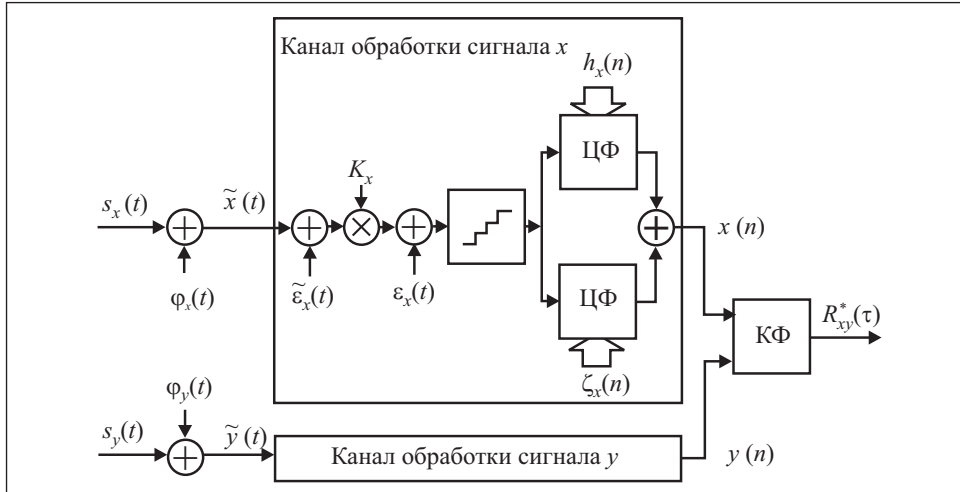
(Статью представил д-р техн. наук В.Г. Тоценко)

Рассмотрено совместное влияние на оценку корреляционной функции (КФ) шумов аналоговой части коррелятора, нелинейных искажений сигналов вследствие ограниченности числа разрядов и шкалы квантователей, ошибок квантования коэффициентов цифровых фильтров. Полученные выражения для погрешностей оценок КФ позволяют на этапе разработки корреляционного устройства выбрать его параметры такими, чтобы погрешность вычисляемой КФ не превысила заданной величины.

Розглянуто спільний вплив на оцінку кореляційної функції (КФ) шумів аналогової частини корелятора, нелінійних викривлень сигналів внаслідок обмеженості числа розрядів і шкали квантувачів, похибок квантування коефіцієнтів цифрових фільтрів. Отримані вирази похибок оцінок КФ дозволяють на етапі розробки кореляційного пристрою вибрати його параметри такими, щоб похибка КФ, що обчислюється, не перевищила заданої величини.

К л ю ч е в ы е с л о в а: корреляционная функция, цифровой фильтр, погрешность, квантование, шумы измерений.

Постановка задачи. Рассмотрим структурную схему обработки сигналов в корреляционном устройстве с учетом инструментальных погрешностей (см. рисунок), которая включает два идентичных канала обработки сигналов: x и y . Входные сигналы $\tilde{x}(t)$ и $\tilde{y}(t)$ состоят из полезных, коррелирующих один с другим, сигналов $s_x(t)$ и $s_y(t)$ и аддитивных помех $\varphi_x(t)$ и $\varphi_y(t)$. Помехи статистически не связаны ни между собой, ни с полезными сигналами. В силу свойства линейности свертки влияние ошибок $\zeta_x(n)$ квантования коэффициентов $h_x(n)$ нерекурсивного цифрового фильтра (ЦФ) на результат фильтрации представлено включением в структуру коррелятора ЦФ с коэффициентами $\zeta_x(n)$. Шумы измерений аналоговой части $\varepsilon_x(t)$, $\tilde{\varepsilon}_x(t)$ (и соответствующие им шумы $\varepsilon_y(t)$, $\tilde{\varepsilon}_y(t)$ в канале обработки сигнала y), а также сигналы $\tilde{x}(t)$ и $\tilde{y}(t)$ будем считать эргодичными стационарными случайными процессами. Шумы измерений $\varepsilon_x(t)$, $\tilde{\varepsilon}_x(t)$, как известно, обусловлены тепловыми шумами элементов, диффузией неосновных



носителей, поверхностными явлениями в полупроводниках [1]. В практических расчетах эти составляющие можно считать некоррелированными [1] широкополосными помехами, которые не коррелируют с сигналами $\tilde{x}(t)$ и $\tilde{y}(t)$.

Следует заметить, что на оценку взаимной корреляционной функции (ВКФ) влияют и другие факторы. Рекомендации по выбору величины интервала дискретизации сигналов по времени в корреляторах даны в [2, 3]. Результаты выполнения «быстрых» сверток при цифровой фильтрации и вычислениях оценок ВКФ можно получать без погрешностей вычислений с помощью приведенных в [4] алгоритмов согласованного выбора числа точек быстрого преобразования Фурье и формата данных для заданной разрядности представления исходных сигналов.

Рассмотрим выражение максимально возможных погрешностей корреляционной функции (КФ) через инструментальные погрешности для сбалансированного выбора элементов и узлов корреляционных устройств, которые в дальнейшем будем называть корреляторами.

Для дальнейшего анализа определим:

$$\hat{R}_{xy}(j, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(j, n) y(j, n + \tau), \quad (1)$$

$$R_{xy}^*(i, \tau) = \frac{1}{i} \sum_{j=1}^i \hat{R}_{xy}(j, \tau), \quad (2)$$

$$R_{xy}^*(\tau) = \lim_{i \rightarrow \infty} R_{xy}^*(i, \tau), \quad (3)$$

где $x(j, n)$ и $y(j, n)$ — j -тые выборки цифровых сигналов $x(n)$ и $y(n)$, содержащие по N отсчетов сигналов каждая. Отсчеты сигналов берутся с одинаковым интервалом T_δ дискретизации по времени. Таким образом, $R_{xy}^*(i, \tau)$ и $R_{xy}^*(\tau)$ — оценки ВКФ на основе ограниченного i и неограниченного числа выборок сигналов.

Анализ относительной погрешности оценки ВКФ. Представим относительную погрешность оценки ВКФ в виде

$$\Lambda_{oxy}(\tau) = \frac{R_{xy}(\tau) - R_{xy}^*(\tau)}{R_{xy}(\tau)}, \quad (4)$$

где $R_{xy}(\tau)$ — ВКФ сигналов $x(n)$ и $y(n)$ без учета инструментальных погрешностей.

Рассмотрим ЦФ с конечной импульсной характеристикой [5]. Примем длину импульсных характеристик фильтров обоих каналов равной L_h отсчетам, а фазочастотные характеристики фильтров одинаковыми. Тогда выражение для $R_{xy}(\tau)$ примет вид

$$R_{xy}(\tau) = K_x K_y \sum_{k=0}^{L_{xy}} \tilde{R}_{xy}(k + \tau - L_h + 1) R_h(k), \quad (5)$$

где

$$\tilde{R}_{xy}(\tau) = E[\tilde{x}(n) \tilde{y}(n + \tau - L_h + 1)], \quad \tau \in [0 \dots 2L_h - 2];$$

$$R_h(k) = \sum_{l=0}^{L_h-1} h_x(l) h_y(L_h + l - 1 - k), \quad k = 0 \dots 2L_h - 2;$$

$L_{xy} = 2(L_h - 1)$, $h_x(l)$ и $h_y(l) = 0$ при $l > L_h - 1$ и $l < 0$; E — оператор математического ожидания; $h_x(l)$, $h_y(l)$ — коэффициенты ЦФ.

Взаимные корреляционные функции сигналов $x(n)$ и $y(n)$ с учетом инструментальных погрешностей представим в виде

$$R_{xy}^*(\tau) = \sum_{k=0}^{L_{xy}} [K_x K_y \tilde{R}_{xy}(k + \tau) - \tilde{\Lambda}_{xy}(k + \tau)] [R_h(k) + R_{ош h}(k)]. \quad (6)$$

Здесь

$$R_{ош h}(k) = R_{h\zeta}(k) + R_{\zeta h}(k) + R_{\zeta\zeta}(k), \quad (7)$$

где

$$R_{h\zeta}(k) = \sum_{l=0}^{L_h-1} h_x(l) \zeta_y(L_h + l - 1 - k); \quad (8)$$

$$R_{\zeta h}(k) = \sum_{l=0}^{L_h-1} h_y(l) \zeta_x(L_h + l - 1 - k); \quad (9)$$

$$R_{\zeta \zeta}(k) = \sum_{l=0}^{L_h-1} \zeta_x(l) \zeta_y(L_h + l - 1 - k); \quad (10)$$

$\tilde{\Lambda}_{xy}(\tau)$ — смещение оценки ВКФ, вносимое квантователями. Подставив (5) и (6) в (4), для относительной погрешности оценки ВКФ получим

$$\Lambda_{oxy}(\tau) = \left[\sum_{k=0}^{L_{xy}} \tilde{\Lambda}_{xy}(k + \tau - L_h + 1) (R_h(k) + R_{ош h}(k)) - K_x K_y \sum_{k=0}^{L_{xy}} R_{ош h}(k) \times \right. \\ \left. \times \tilde{R}_{xy}(k + \tau - L_h + 1) \right] / \left[K_x K_y \sum_{k=0}^{L_{xy}} \tilde{R}_{xy}(k + \tau - L_h + 1) R_h(k) \right]. \quad (11)$$

Рассмотрим случай, когда ЦФ настроены на пропускание полезных сигналов. Оценим максимум (11). Пусть при $\tau = \tau_0$ выполняется условие $\tilde{R}_{xy}(\tau_0) = \max_{\tau} \{\tilde{R}_{xy}(\tau)\}$. Выражение для максимального значения числителя

(11) при $\tau = \tau_0$ принимает вид

$$K_x K_y \tilde{R}_{xy}(\tau_0) \sum_{k=0}^{L_{xy}} |R_{ош h}(k)| + \tilde{\Lambda}_{xy}(\tau_0) \sum_{k=0}^{L_{xy}} |(R_h(k) + R_{ош h}(k))|. \quad (12)$$

Выражение в знаменателе (11) можно представить как фильтрацию $\tilde{R}_{xy}(\tau)$ цифровым фильтром с импульсной характеристикой $R_h(k)$. Обозначим коэффициент передачи этого фильтра в полосе пропускания

$$K_{\Pi} = \sum_{k=0}^{L_{xy}} \cos(\Omega(k - L_h + 1)) R_h(k), \quad \Omega = 2\pi f_{\Pi} T_{\partial}, \quad (13)$$

где f_{Π} — частота в полосе пропускания фильтра. С учетом (13) при $\tau = \tau_0$ знаменатель (11) принимает вид

$$K_x K_y \tilde{R}_{xy}(\tau_0) K_{\Pi}. \quad (14)$$

Подставив в (11) выражение (12) вместо числителя, а (14) с учетом (13) вместо знаменателя, для относительной погрешности оценки ВКФ получим

$$\Lambda_{oxy}(\tau_0) \leq \Lambda_{oxy \max}, \quad \Lambda_{oxy \max} = a + 0,01 P_{xy}(N_r, q) b, \quad (15)$$

где

$$a = \frac{\sum_{k=0}^{L_{xy}} |R_{ош h}(k)|}{K_{\Pi}}; \quad (16)$$

$$b = \frac{\sum_{k=0}^{L_{xy}} |R_h(k) + R_{\text{ош } h}(k)|}{K_{\text{п}}}; \quad (17)$$

$$q = d / \sigma_{\text{кв}}; \quad (18)$$

$P_{xy}(N_r, q)$ — относительная погрешность оценки ВКФ (3), вносимая квантователями; N_r и d — соответственно число разрядов и размах шкалы квантователей; $\sigma_{\text{кв}}$ — среднеквадратичное значение сигналов на входах квантователей.

Величины a и b зависят от импульсной характеристики цифровых фильтров. Применяемая для обработки сигналов импульсная характеристика зависит от текущей настройки p фильтров, поэтому в дальнейшем, если целесообразно учитывать зависимость a и b от p , то будем вместо a и b использовать соответственно $a(p)$ и $b(p)$; $p = 1, 2, \dots, p_{\text{max}}$, где p_{max} — число предусмотренных в корреляторе настроек цифровых фильтров.

Определим величины a_{max} и b_{max} :

$$a_{\text{max}} = \max_p \{a(p)\}, \quad b_{\text{max}} = \max_p \{b(p)\}. \quad (19)$$

Величина $P_{xy}(N_r, q)$ зависит от следующих параметров: числа разрядов квантователей N_r ; уровня сигналов q на входах квантователей; уровня некоррелированных помех во входных сигналах квантователей.

В корреляторах величина N_r обычно постоянная и не зависит от информационных сигналов. Величина q и уровень помех во входных сигналах квантователей зависят от сигналов и делают зависимой от них величину $P_{xy}(N_r, q)$. Для того чтобы ограничить диапазон возможных значений величины $P_{xy}(N_r, q)$, в ходе разработки коррелятора следует определить допустимую величину $|P(N_r, q)|_{\text{доп}}$, для которой потребовать выполнения условия $-|P(N_r, q)|_{\text{доп}} \leq P_{xy}(N_r, q) \leq |P(N_r, q)|_{\text{доп}}$.

В худшем случае параметр N_r и допустимый диапазон значений q следует выбирать из табл. 1. При этом максимально допустимую погрешность $|P(N_r, q)|_{\text{доп}}$ выбираем из первой строки предельных погрешностей в табл. 1. Величина предельной погрешности определяет соотношение числа N_r двоичных разрядов квантователей и уровня входных сигналов q (18). Данные, приведенные в табл. 1, получены для случайных гауссовых сигналов на входах несимметричных квантователей [6]. В табл. 1 проставлены диапазоны значений q , в границах которых относительная погрешность $|P(N_r, q)|$ не выходит за установленную допустимую величину $|P(N_r, q)|_{\text{доп}}$, прочерки означают, что допустимый диапазон изменений q намного меньше единицы. С увеличением N_r на единицу допустимый

диапазон q расширяется приблизительно вдвое. Эта закономерность сохраняется и для $N_r > 10$, что позволяет использовать эту таблицу, например, для распространенных 12-, 14-, 16-, 18-ти и 24-х разрядных квантователей.

Подставляя в (15) a_{\max}, b_{\max} и $|P(N_r, q)|_{\text{доп}}$ соответственно вместо a, b и $P_{xy}(N_r, q)$, получаем выражение для максимально возможной относительной погрешности оценки ВКФ вида (3):

$$\Lambda_{o \max} = a_{\max} + 0,01 |P(N_r, q)|_{\text{доп}} b_{\max}. \quad (20)$$

Система автоматической регулировки усиления (АРУ) коррелятора проектируется таким образом, чтобы величина q посредством регулировки величины K_x (и K_y в канале обработки сигнала y) (см. рисунок) не выходила за определенный по табл. 1 допустимый диапазон значений.

Величину $|P(N_r, q)|_{\text{доп}}$ следует задавать исходя из максимально допустимой величины погрешности $\Lambda_{o, \text{доп}}$, для которой получаемая погрешность удовлетворяет требованию

$$\Lambda_{o \max} \leq \Lambda_{o, \text{доп}}. \quad (21)$$

Полученное выражение (20), в отличие от начального выражения (4), не требует определения значений ВКФ и ее оценки. Это позволяет на этапе разработки определять такие требования к узлам коррелятора, при соблюдении которых относительная погрешность оценки ВКФ (3) не превышает заданной величины $\Lambda_{o, \text{доп}}$.

Анализ статистической погрешности оценки ВКФ. Выражение (20) получено для оценки ВКФ вида (3), т. е. при $N = \text{const}, i \rightarrow \infty$. Однако практически $i \leq I_{\max}$, где I_{\max} — конечная величина, ограниченная временем t_{\max} , которое отводится для приема и обработки сигналов $t_{\max} \geq \geq I_{\max} NT_{\theta}$. Например, для корреляционных течейскателей t_{\max} составляет

Таблица 1

N_r	Диапазон q при $ P(N_r, q) _{\text{доп}}, \%$										
	30	10	1	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}
2	3...6	4	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4	3...30	4...16	6	—	—	—	—	—	—	—	—
6	3...127	4...70	6...23	7...8	—	—	—	—	—	—	—
8	3...519	4...282	6...91	7...32	9...11	10...11	11	—	—	—	—
9	3...1054	4...572	6...183	7...64	9...22	10...22	11...22	11...22	11...22	13...22	14...22
10	3...2110	4...1163	6...375	7...129	9...44	10...44	11...44	11...43	12...43	13...43	14...43

несколько минут. В большинстве случаев этим временем ограничиваются по следующим причинам.

1. Отношение сигнал—помеха часто бывает достаточно большим для того, чтобы в оценке ВКФ вида (2) экстремум ВКФ сигналов четко обозначил координату источника шума при $i \leq I_{\max}$.

2. На оценку ВКФ коррелирующие помехи (КП) влияют подобно полезным сигналам. При больших значениях i , ВКФ полезных сигналов искажается не столько статистической погрешностью оценки, сколько корреляцией КП.

3. Эффективность увеличения значения i как средства устранения влияния некоррелированных помех на оценку ВКФ (2) уменьшается при возрастании значения i . На это указывает пропорциональность величины нормированного стандартного отклонения оценки ВКФ величине $1/\sqrt{iN}$ [7].

В качестве относительной погрешности оценки ВКФ при конечной величине i рассмотрим величину нормированного стандартного отклонения оценки ВКФ

$$J(\tau) = \frac{\sqrt{D[R_{xy}^*(i, \tau)]}}{R_{xy}^*(\tau)}, \quad (22)$$

где $D[R_{xy}^*(i, \tau)]$ — дисперсия оценки ВКФ $R_{xy}^*(i, \tau)$, вычисленной по i отсчетам сигналов (2). Воспользуемся известным выражением для дисперсии оценки ВКФ [7, 8]:

$$D[\tilde{R}_{xy}(T_0, \tau)] = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0}^{T_0} \left(1 - \frac{|\xi|}{T_0}\right) [\tilde{R}_x(\xi) \tilde{R}_y(\xi) + \tilde{R}_{xy}(\xi + \tau) \tilde{R}_{yx}(\xi - \tau)] d\xi, \quad (23)$$

где $\tilde{R}_{xy}(T_0, \tau)$ — оценка ВКФ, вычисленная по сигналам $\tilde{x}(t)$ и $\tilde{y}(t)$ длительностью T_0 ; $\tilde{R}_x(\tau)$ и $\tilde{R}_y(\tau)$ — автокорреляционные функции (АКФ) сигналов $\tilde{x}(t)$ и $\tilde{y}(t)$; $\tilde{R}_{yx}(\tau)$ и $\tilde{R}_{xy}(\tau)$ — ВКФ сигналов $\tilde{x}(t)$ и $\tilde{y}(t)$.

Выражение (23) справедливо для гауссовых случайных сигналов. Несмотря на то что не все помехи являются гауссовыми, применить (23) в данном случае можно, так как между квантованием и корреляцией в структуре, представленной на рисунке, выполняется действие линейной фильтрации. Известно [9], что на выходе фильтра происходит нормализация случайного процесса, если выполняется условие

$$\Delta f_{\gamma} / \Delta f_{\Pi} \gg 1, \quad (24)$$

где Δf_{γ} — ширина энергетического спектра помех на входе фильтра; Δf_{Π} — ширина полосы пропускания фильтра.

С учетом принятых предположений относительно рассмотренных помех для корреляторов условие (24) является приемлемым во многих практических случаях.

Представим сигналы $\tilde{x}(t)$ и $\tilde{y}(t)$ (см. рисунок) в виде

$$\tilde{x}(t) = s_x(t) + \varphi_x(t), \quad \tilde{y}(t) = s_y(t) + \varphi_y(t). \quad (25)$$

Допустим, что $\varphi_x(t)$, $\varphi_y(t)$, $s_x(t)$ попарно некоррелированы. При этом в канале обработки сигнала x присутствуют три помехи, $\varepsilon_x(t)$, $\tilde{\varepsilon}_x(t)$ и $\varphi_x(t)$, некоррелированные между собой и с полезными сигналами $s_x(t)$ и $s_y(t)$, а в канале обработки сигнала y — соответственно помехи $\varepsilon_y(t)$, $\tilde{\varepsilon}_y(t)$ и $\varphi_y(t)$. Обычно для корреляторов, в том числе для корреляционных течейскаателей, приемлемо допущение

$$T_0 \gg \tau_{\text{кор}}, \quad (26)$$

где $\tau_{\text{кор}}$ — интервал корреляции сигналов. С учетом (22), (23), (26) выражение для нормированного стандартного отклонения оценки ВКФ вида (2) принимает вид

$$J(i, \tau) = \frac{\sqrt{\sum_{k=-iN}^{iN} (R_x^*(k) R_y^*(k) + R_{xy}^*(k+\tau) R_{yx}^*(k-\tau))}}{R_{xy}^*(\tau) \sqrt{iN}}, \quad (27)$$

где i — число отсчетов исходных данных, которые принимают участие в формировании $R_{xy}^*(i, \tau)$ (2). Корреляционные функции $R_x^*(k)$, $R_y^*(k)$ и $R_{xy}^*(\tau)$ можно рассматривать как оценки КФ $R_x(k)$, $R_y(k)$ и $R_{xy}(\tau)$ сигналов $x(n)$ и $y(n)$ в случае отсутствия инструментальных погрешностей. С учетом относительных погрешностей $\Lambda_{\text{ox}}(k)$, $\Lambda_{\text{oy}}(k)$ и $\Lambda_{\text{oxy}}(\tau)$ соответственно оценок $R_x^*(k)$, $R_y^*(k)$ и $R_{xy}^*(\tau)$ выражение (27) принимает вид

$$J(i, \tau) = [R_{xy}(\tau)(1 - \Lambda_{\text{oxy}}(\tau))]^{-1} \left[\sum_{k=-iN}^{iN} R_x(k)(1 - \Lambda_{\text{ox}}(k)) R_y(k)(1 - \Lambda_{\text{oy}}(k)) + \right. \\ \left. + R_{xy}(k+\tau)(1 - \Lambda_{\text{oxy}}(k+\tau)) R_{yx}(k-\tau)(1 - \Lambda_{\text{oyx}}(k-\tau)) \right]^{1/2} [iN]^{-1}. \quad (28)$$

Рассмотрим случай, когда величина нормированного стандартного отклонения $J(i, \tau)$ оценки ВКФ (2) при $\tau = \tau_0$ является минимальной. Предположим, что в (25) $s_x(t) = s_y(t + \tau_0)$, $\Lambda_{\text{oy}}(k) = \Lambda_{\text{ox}}(k)$, а $\varphi_x(t)$ и $\varphi_y(t)$ — широкополосные сигналы помех; $s_x(t)$ и $s_y(t)$ — случайные полезные

сигналы типа белого шума; дисперсии сигналов на входах обоих квантователей одинаковы и равны $\sigma_{\text{кв}}^2$. Тогда (28) принимает вид

$$J(i, \tau_0) = \frac{c}{\sqrt{iN}} \left(\frac{\sigma_{\text{кв}}^4 (1 - P_x(0))^2}{K_x^2 K_y^2 \sigma_s^4 (1 - P_{xy}(\tau_0))^2} + 1 \right)^{1/2}, \quad (29)$$

$$c = \frac{\left(\sum_{k=0}^{L_{xy}} (R_h(k) + R_{\text{ош}}(k))^2 \right)^{1/2}}{R_h(L_h) + R_{\text{ош}}(L_h)},$$

где $P_x(0)$ и $P_{xy}(0)$ — относительные погрешности оценок КФ соответственно $R_x(0)$ и $R_{xy}(\tau_0)$, но без учета погрешностей ЦФ. Учитывая, что

$$\sigma_{\text{кв}}^2 = K_x^2 (\sigma_{sx}^2 + \sigma_{\text{фх}}^2 + \tilde{\sigma}_{\text{эх}}^2) + \sigma_{\text{эх}}^2 = K_y^2 (\sigma_{sy}^2 + \sigma_{\text{фy}}^2 + \tilde{\sigma}_{\text{еy}}^2) + \sigma_{\text{еy}}^2, \quad (30)$$

где σ_{sx}^2 и σ_{sy}^2 — дисперсии сигналов $s_x(t)$ и $s_y(t)$; $\sigma_{\text{фх}}^2$ и $\sigma_{\text{фy}}^2$ — дисперсии соответственно помех $\varphi_x(t)$ и $\varphi_y(t)$; $\tilde{\sigma}_{\text{эх}}^2$, $\tilde{\sigma}_{\text{еy}}^2$, $\sigma_{\text{эх}}^2$, $\sigma_{\text{еy}}^2$ — дисперсии соответственно шумов измерений $\tilde{\varepsilon}_x(t)$, $\tilde{\varepsilon}_y(t)$, $\varepsilon_x(t)$, $\varepsilon_y(t)$ (см. рисунок), и полагая $\sigma_{\text{фх}}^2 = \sigma_{\text{фy}}^2 = \sigma_{\text{ф}}^2$, $\sigma_{sx}^2 = \sigma_{sy}^2 = \sigma_s^2$, $\tilde{\sigma}_{\text{эх}}^2 = \tilde{\sigma}_{\text{еy}}^2 = \tilde{\sigma}_{\text{е}}^2$, $\sigma_{\text{эх}}^2 = \sigma_{\text{еy}}^2 = \sigma_{\text{е}}^2$, выражение (29) записываем в виде

$$J(i, \tau_0) = \frac{c}{\sqrt{iN}} \left(\left(\frac{\sigma_{\text{кв}}^2}{\sigma_s^2} \frac{\sigma_s^2 + \sigma_{\text{ф}}^2 + \tilde{\sigma}_{\text{е}}^2}{\sigma_{\text{кв}}^2 - \sigma_{\text{е}}^2} \frac{(1 - P_x(0))}{(1 - P_{xy}(\tau_0))} \right)^2 + 1 \right)^{1/2}. \quad (31)$$

Допустим, что $\sigma_{\text{ф}}^2 = \sigma_{\text{ф min}}^2$ и $i = I_{\text{доп}}$. Как следует из (31), в случае отсутствия инструментальных погрешностей минимальную величину $J(i, \tau_0)$ можно представить в виде

$$J(I_{\text{доп}}, \tau_0)_{\text{min}} = \frac{1}{\sqrt{I_{\text{доп}} N}} \sqrt{\left(\left(\frac{\sigma_s^2 + \sigma_{\text{ф min}}^2}{\sigma_s^2} \right)^2 + 1 \right)^{1/2}}, \quad (32)$$

откуда видно, что при сколь угодно малых величинах инструментальных погрешностей не следует ожидать получения значения среднего квадрата относительной погрешности $\frac{R_{xy}^*(\tau) - R_{xy}^*(i, \tau)}{R_{xy}^*(\tau)}$ меньшего, чем величина

$J(I_{\text{доп}}, \tau_0)_{\text{min}}$. Из этого следует, что обеспечение относительной погрешности $\Lambda_{\text{о, доп}}$ оценки ВКФ $R_{xy}^*(\tau)$ такой, что

$$\Lambda_{\text{о, доп}} \ll J(I_{\text{доп}}, \tau_0)_{\text{min}} \quad (33)$$

не обеспечит настолько же малой погрешности оценки ВКФ $R_{xy}^*(i, \tau)$. Статистическая нестабильность величины $R_{xy}^*(I_{\text{доп}}, \tau_0)$ при условии (33) оказывается намного большей, чем задаваемая погрешность $\Lambda_{\text{о, доп}}$ величины $R_{xy}^*(\tau_0)$ даже при самых благоприятных условиях (при минимальном уровне помех и широкой полосе частот полезных сигналов). С этой точки зрения ужесточать требования к узлам коррелятора с целью приведения величины $\Lambda_{\text{о, доп}}$ к уровню, при котором выполняется (33), не имеет смысла. Однако задание величины

$$\Lambda_{\text{о, доп}} > J(I_{\text{доп}}, \tau_0)_{\min} \quad (34)$$

может заметно снизить практически достижимую точность оценки ВКФ по следующим причинам.

1. Точность оценки ВКФ при условии (34), может ограничиваться главным образом смещением оценки ВКФ, а не ее статистической погрешностью. Поэтому должно выполняться условие $\Lambda_{\text{о, доп}} < J(I_{\text{доп}}, \tau_0)_{\min}$.

2. Задаваемая величина $\Lambda_{\text{о, доп}}$ обуславливает требования к тем узлам коррелятора, которые определяют величины $\Lambda_{\text{oxy}}(\tau)$, $\Lambda_{\text{ox}}(k)$, и $\Lambda_{\text{oy}}(k)$ в (28). Поэтому под влиянием $\Lambda_{\text{о, доп}}$ величина $J(i, \tau)$ может существенно увеличиться по сравнению с величиной $J(i, \tau)$ в случае отсутствия погрешностей $\Lambda_{\text{oxy}}(\tau)$, $\Lambda_{\text{ox}}(k)$, и $\Lambda_{\text{oy}}(k)$. Для контроля этого увеличения в процессе разработки прибора целесообразно получить выражения для оценки наибольшего влияния относительных погрешностей КФ на статистическую погрешность оценки ВКФ.

Рассмотрим влияние относительных погрешностей оценок КФ на величину отношения

$$J^2(i, \tau_0) / J'^2(i, \tau_0), \quad (35)$$

где $J(i, \tau_0)$ и $J'(i, \tau_0)$ — нормированное стандартное отклонение соответственно с учетом и без учета инструментальных погрешностей. Предположим, что

$$K_x = K_y; \Lambda_{\text{oy}}(k) = \Lambda_{\text{ox}}(k); R_x^*(k) = R_y^*(k). \quad (36)$$

С учетом (28) и (36), выражение (35) принимает вид

$$\frac{J^2(i, \tau_0)}{J'^2(i, \tau_0)} = \frac{\sum_{k=-iN}^{iN} \left(\frac{1 - \Lambda_{\text{ox}}(k)}{1 - \Lambda_{\text{oxy}}(\tau_0)} \right)^2 \bar{R}_x^2(k) + \sum_{k=-iN}^{iN} \left(\frac{1 - \Lambda_{\text{oxy}}(k)}{1 - \Lambda_{\text{oxy}}(\tau_0)} \right)^2 R_s^2(k)}{\sum_{k=-iN}^{iN} R_x^2(k) + \sum_{k=-iN}^{iN} R_s^2(k)},$$

$$R_s(k) = K_x^2 E[s(k+n+\tau_0)s(n)],$$

где $\bar{R}_x(k)$ — КФ сигнала $x(k)$ с учетом помех $\tilde{\varepsilon}_x(k)$ и $\varepsilon_x(k)$, но без учета погрешностей, внесенных квантователями и ЦФ; $\Lambda_{ox}(k)$ и $\Lambda_{oxy}(k)$ — погрешности, вносимые квантователями и ЦФ; $R_x(k)$ — КФ сигнала $x(n)$.

Величины $\Lambda_{ox}(k)$, $\Lambda_{oxy}(k)$ зависят от нормированной КФ $r_s(\tau_0)$ полезных сигналов, величина которой, в свою очередь, зависит от условий применения коррелятора. Для исключения $\Lambda_{ox}(k)$, $\Lambda_{oxy}(k)$ из дальнейшего анализа воспользуемся $\Lambda_{o,доп}$ из (21): $\max_k \{|\Lambda_{ox}(k)|, |\Lambda_{oxy}(k)|\} < \Lambda_{o,доп} < 1$. С учетом (20) получаем

$$\frac{J^2(i, \tau_0)}{J'^2(i, \tau_0)} < \left(\frac{1 + \Lambda_{o, \max}}{1 - \Lambda_{o, \max}} \right)^2 \frac{\sum_{k=-iN}^{iN} R_x^2(k)}{\sum_{k=-iN}^{iN} R_x^2(k)}. \quad (37)$$

Учитывая ранее принятые допущения относительно шумов измерений

$$\bar{R}_x(k) = \begin{cases} R_x(k) & \text{при } k \neq 0, \\ R_x(0) + K_x^2 \tilde{\sigma}_{\varepsilon x}^2 + \sigma_{\varepsilon x}^2 & \text{при } k = 0, \end{cases}$$

(37) можно представить в виде

$$\frac{J^2(i, \tau_0)}{J'^2(i, \tau_0)} < \left(\frac{1 + \Lambda_{o, \max}}{1 - \Lambda_{o, \max}} \right)^2 \frac{R_x^2(0)}{R_x^2(0)}. \quad (38)$$

Оценим влияние шумов измерений на статистическую погрешность оценки ВКФ. Положим, что величины дисперсий $\sigma_{\text{кв}}^2$ сигналов на входах обоих квантователей (см. рисунок) одинаковы. Величину $\sigma_{\text{кв}}^2$ определим как $\sigma_{\text{кв}}^2 = (d/q)^2$. Допустимые значения q находим из таблицы исходя из необходимой точности вычисления ВКФ. Учитывая (30) и полагая, что $\bar{R}_x(0) = \sigma_{\text{кв}}^2 = K_x^2(\sigma_{\text{фх}}^2 + \sigma_s^2 + \tilde{\sigma}_\varepsilon^2) + \sigma_\varepsilon^2$, $R_x(0) = K_x^2(\sigma_{\text{фх}}^2 + \sigma_s^2)$, из (38) получаем окончательное выражение для отношения $J^2(i, \tau_0)/J'^2(i, \tau_0)$:

$$\frac{J^2(i, \tau_0)}{J'^2(i, \tau_0)} < \left(\frac{\sigma_{\text{кв}}^2}{\sigma_{\text{кв}}^2 - \sigma_{\varepsilon x}^2} \frac{\sigma_{sx}^2 + \sigma_{\text{фх}}^2 + \tilde{\sigma}_{\varepsilon x}^2}{\sigma_{sx}^2 + \sigma_{\text{фх}}^2} \right)^2 \left(\frac{1 + \Lambda_{o, \max}}{1 - \Lambda_{o, \max}} \right)^2. \quad (39)$$

На основании (39) можно сделать следующие выводы.

Для того чтобы шумы измерений не определяли порядок величины $J^2(i, \tau_0)/J'^2(i, \tau_0)$, необходимо выполнение таких условий:

$$\Lambda_{o, \max} \ll 1; \quad (40)$$

$$\sigma_{\varepsilon x} \ll \sigma_{\text{кв}}, \quad (41)$$

$$\tilde{\sigma}_{\varepsilon x}^2 \ll \sigma_{sx}^2 + \sigma_{\text{фх}}^2. \quad (42)$$

Выполнение условий (40)—(42) делает несущественным влияние погрешностей квантования сигналов и шумов измерений $\varepsilon_x(t)$, $\varepsilon_y(t)$, $\tilde{\varepsilon}_x(t)$, $\tilde{\varepsilon}_y(t)$ на статистическую погрешность оценки ВКФ вида (2). Величины σ_{sx}^2 , $\sigma_{\varphi x}^2$ зависят от условий применения коррелятора и не зависят от собственно корреляторов. Увеличение значения $\sigma_{\text{кв}} = d/q$ путем увеличения d означает выбор квантователя с наибольшим допустимым диапазоном изменения входного сигнала. Уменьшение значения q (усилением сигналов на входах квантователей) также способствует выполнению условия (41). Вместе с тем, значение q обуславливает величину $P(N_r, q)$, поэтому при выборе q из табл. 1 следует контролировать величину относительной погрешности ВКФ, чтобы не допустить выхода этой величины за допустимое значение.

Минимизация величин дисперсий σ_{ex}^2 и $\tilde{\sigma}_{\text{ex}}^2$ шумов аналоговых приемных трактов сигналов $\tilde{x}(t)$ и $\tilde{y}(t)$ достигается известными способами [1], принятыми в аналоговой технике. Наиболее важной представляется минимизация величины $\tilde{\sigma}_{\text{ex}}^2$, поскольку только так можно выполнить условие (42). Из (16), (17), (19), (20) следует, что выполнению условия (40) способствует большое значение коэффициента передачи $K_{\text{п}}$ ЦФ и малая величина корреляции шумов квантования $R_{\text{ош}}(k)$ (7).

Как следует из (39), шумы измерений и относительные погрешности КФ увеличивают значение $J^2(i, \tau_0)$, что приводит к необходимости увеличения значения iN при вычислении оценки ВКФ по формулам (1) и (2). При увеличении значения iN увеличивается время $iNT_{\text{д}}$ приема сигналов $\tilde{x}(t)$ и $\tilde{y}(t)$.

Введем величину относительного возрастания затрат времени, обусловленную инструментальными погрешностями оценки ВКФ, в виде правой части неравенства (39):

$$K_t < \left(\frac{\sigma_{\text{кв}}^2}{\sigma_{\text{кв}}^2 - \sigma_{\text{ex}}^2} \frac{\sigma_{sx}^2 + \sigma_{\varphi x}^2 + \tilde{\sigma}_{\text{ex}}^2}{\sigma_{sx}^2 + \sigma_{\varphi x}^2} \right)^2 \left(\frac{1 + \Lambda_{\text{о max}}}{1 - \Lambda_{\text{о max}}} \right)^2. \quad (43)$$

Предположим, что в случае отсутствия шумов измерений для решения основной задачи (например, определения координаты источника шума) на основании результатов обработки сигналов $\tilde{x}(t)$ и $\tilde{y}(t)$ требуемое время для приема сигналов составляет $iNT_{\text{д}}$. Это время необходимо для подавления влияния помех $\varphi_x(t)$ и $\varphi_y(t)$ на оценку ВКФ вида (2). Тогда при наличии шумов измерений в сигналах $x(n)$ и $y(n)$ и относительных погрешностей КФ для определения координаты источника полезного сигнала потребуется выборка входного сигнала большей длительности $K_t iNT_{\text{д}}$.

Для дальнейшего анализа предположим, что

$$\sigma_{\varphi x} = \sigma_{\varphi \min}, \sigma_{sx} \ll \sigma_{\varphi \min}, \sigma_{\varepsilon y} = \sigma_{\varepsilon x}, \tilde{\sigma}_{\varepsilon y} = \tilde{\sigma}_{\varepsilon x}, \quad (44)$$

где $\sigma_{\varphi x \min}$ и $\sigma_{\varphi y \min}$ — среднеквадратические значения минимальных фоновых помех $\varphi_x(t)$ и $\varphi_y(t)$ во входных сигналах (см. рисунок). Предположим также, что средний квадрат входных сигналов квантователей может принимать значение из диапазона

$$\sigma_{\text{кв}} \in [\sigma_{\text{кв min}} \dots \sigma_{\text{кв max}}], \quad (45)$$

причем $\sigma_{\text{кв min}} = d/q_{\text{max}}$, $\sigma_{\text{кв max}} = d/q_{\text{min}}$, где $q_{\text{min}} \dots q_{\text{max}}$ — допустимый диапазон уровней входных сигналов квантователей из табл. 1. С учетом (20) и (43)—(45) получаем верхнюю оценку величины затрат времени

$$K_{t \max} = \left(\frac{\sigma_{\varphi \min} + \tilde{\sigma}_{\varepsilon x}^2}{\sigma_{\varphi \min}} \frac{d^2}{d^2 - \sigma_{\varepsilon x}^2 q_{\text{max}}^2} \frac{1 + a_{\text{max}} + 0,01|P(N_r, q)|_{\text{доп}} b_{\text{max}}}{1 - a_{\text{max}} - 0,01|P(N_r, q)|_{\text{доп}} b_{\text{max}}} \right)^2. \quad (46)$$

Величина затрат времени $K_{t \max}$ показывает, во сколько раз необходимо увеличивать число отсчетов сигналов для устранения влияния шумов измерений коррелятора на оценку ВКФ $R_{xy}^*(i, \tau)$. Выражение (46) позволяет на этапе разработки определять такие требования к элементам и узлам коррелятора, при соблюдении которых относительные затраты времени не превысят заданной величины.

Методика сбалансированного выбора характеристик элементов коррелятора течейскаателя. При разработке данной методики предполагалось применение в каналах обработки сигналов $\tilde{x}(t)$ и $\tilde{y}(t)$ коррелятора одинаковых квантователей и одинаковых цифровых фильтров (см. рисунок). Следует заметить, что цифровую фильтрацию сигналов на входах коррелятора течейскаателя можно заменить цифровой фильтрацией ВКФ. Число значащих разрядов представления импульсной характеристики ЦФ должно быть не меньше, чем число разрядов квантователей. Величину $I_{\text{доп}} N$ следует задавать исходя из особенностей реализации коррелятора, тактики и условий его применения. Обычно $I_{\text{доп}} N < 10^7$. Необходимую величину $\Lambda_{\text{о, доп}}$ предлагается задавать исходя из двух условий.

1. Для того чтобы погрешность оценки $R_{xy}^*(i, \tau)$ определялась статистической погрешностью оценки ВКФ и практически не зависела от погрешности оценки $R_{xy}^*(\tau)$ (3), требуется выполнение условия

$$\Lambda_{\text{о, доп}} \leq 0,1 J(I_{\text{доп}}, \tau_0)_{\min}. \quad (47)$$

Поскольку в (32) может выполняться условие $\sigma_{\phi \min}^2 \ll \sigma_s^2$ предлагается вместо $J(I_{\text{доп}}, \tau_0)_{\min}$ задавать величину $\sqrt{2/(I_{\text{доп}} N)}$. Тогда выражение (47) принимает вид

$$\Lambda_{\text{о,доп}} \leq 0,1 \sqrt{2/(I_{\text{доп}} N)}. \quad (48)$$

2. Для того чтобы величина $\Lambda_{\text{о,макс}}$ не приводила к увеличению затрат времени $K_{t \text{ макс}}$ более чем на 0,2 %, требуется выполнение условия

$$\left(\frac{1 + \Lambda_{\text{о,макс}}}{1 - \Lambda_{\text{о,макс}}} \right)^2 \leq 1,002. \quad (49)$$

Согласно (49) должно выполняться условие

$$\Lambda_{\text{о,макс}} \leq 5,0 \cdot 10^{-4}. \quad (50)$$

Объединив требования (48) и (50), получим окончательное требование к величине $\Lambda_{\text{о,доп}}$:

$$\Lambda_{\text{о,доп}} = \min \{5,0 \cdot 10^{-4}; 0,1 \sqrt{2/(I_{\text{доп}} N)}\}. \quad (51)$$

В ходе разработки коррелятора необходимо учесть требование $K_{t \text{ макс}} \leq K_{t \text{ доп}}$. Величину $K_{t \text{ доп}}$ следует задавать такой, чтобы затраты времени на прием сигналов для устранения влияния шумов измерений на оценку $R_{xy}^*(i, \tau)$ были практически не заметны при эксплуатации прибора, т. е. не ограничивали статистическую достоверность получаемых результатов. Затраты не более 1 % общего времени приема вибросигналов определяют требование

$$K_{t \text{ доп}} = 1,01. \quad (52)$$

Для того чтобы значения $\Lambda_{\text{о,макс}}$ и K_t в корреляторе не превысили заданных значений $\Lambda_{\text{о,доп}}$ (51) и $K_{t \text{ доп}}$ (52), предлагается такая последовательность действий.

1. Согласно (51) определяется величина $\Lambda_{\text{о,доп}}$.
2. Вычисленные с высокой точностью (с применением формата данных double или extended [10]) значения импульсных характеристик ЦФ $h_x(k)$ и $h_y(k)$ представляются наиболее экономичным форматом данных, при котором обеспечиваются требуемые характеристики ЦФ;
3. По формуле (16) с учетом (7)—(10), (13) вычисляются величины a для всего набора ($p=1 \dots p_{\text{макс}}$) настроек цифровых фильтров. В соответствии с (19) выбирается $a_{\text{макс}}$.
4. Если $a_{\text{макс}} \geq \Lambda_{\text{о,доп}}$, то для определения $h_x(k)$ и $h_y(k)$ следует выбрать формат данных с большим числом значащих цифр.

5. По формуле (17) с учетом (7) — (10), (13) вычисляются величины b для всего набора ($p=1 \dots p_{\max}$) настроек ЦФ. Согласно (19) выбирается b_{\max} .

6. Принимая в (20) $\Lambda_{o \max} = \Lambda_{o \text{доп}}$, получаем требование:

$$|P(N_r, q)|_{\text{доп}} \leq \frac{\Lambda_{o \max} - a_{\max}}{0,01 b_{\max}}, \quad (53)$$

согласно которому из табл. 1 следует выбрать величины N_r и q .

7. Если требования к N_r и q слишком жесткие, то для определения $h_x(k)$ и $h_y(k)$ можно выбрать формат данных с большим числом значащих цифр, после чего повторить пункты 3, 5, 6 и 7.

8. Проанализировав параметры элементной базы, с учетом свойств схемных решений определить величины σ_{ex} и $\tilde{\sigma}_{\text{ex}}$.

9. Оценить величину $\sigma_{\phi \min}$. Например, для корреляционных течеискателей $\sigma_{\phi \min}$ можно определить, измеряя уровни вибросигналов на поверхности трубопроводов. Измерения следует проводить в наиболее тихих местах, отдаленных от транспортных путей на линейных участках трубопроводов. На трубопроводах тепловых сетей измерения следует проводить на участках «обратных» труб, отдаленных от ТЭЦ и бойлерных станций.

10. Величины d , q_{\max} , $|P(N_r, q)|_{\text{доп}}$, σ_{ex} , $\tilde{\sigma}_{\text{ex}}$ и $\sigma_{\phi \min}$ вводятся в (46) и вычисляется величина $K_{t \max}$. Если $K_{t \max} \leq K_{t \text{доп}}$, то затраты времени, связанные с увеличением выборок сигналов для устранения влияния шумов измерений на оценку ВКФ, являются приемлемыми. Если затраты времени $K_{t \max}$ большие, то в (46) следует найти максимальный множитель, который определит основной источник затрат времени. Если определяющим является первый множитель, то для уменьшения значения $\tilde{\sigma}_{\text{ex}}$ следует выбрать элементную базу с меньшим уровнем собственных шумов. Если максимальным является второй множитель, то менять элементную базу не обязательно, так как можно уменьшить величину q_{\max} , настроив систему АРУ прибора на более узкий диапазон допустимых значений входных сигналов. Если максимальным является третий множитель, то из табл. 1 следует выбрать меньшую величину $|P(N_r, q)|_{\text{доп}}$ и (или) выбрать формат данных для коэффициентов ЦФ с большим разрешением.

По данной методике проведен учет инструментальных погрешностей при разработке нескольких моделей корреляционных течеискателей К-10 [11].

Выбор параметров элементов коррелятора. В качестве примера рассмотрим обеспечение заданной точности КФ в корреляционном течеискателе. Зададим максимальное время, которое отводится на прием виб-

росигналов $t_{\max} = 300$ с и частоту дискретизации сигналов $f_{\delta} = 12000$ Гц. Положим $I_{\text{доп}} N = t_{\max} f_{\delta}$. Тогда

$$I_{\text{доп}} N = 3,6 \cdot 10^6. \quad (54)$$

На примере четырех полосовых КИХ-фильтров с линейной фазочастотной характеристикой рассмотрим величины $a(p)$ и $b(p)$. Вычисление импульсных характеристик фильтров, оптимальных в смысле обобщенной теоремы Чебышева, проводилось при представлении всех данных в формате double [10] (8 байт). Затем полученные значения импульсных характеристик были представлены в формате single [10] (4 байта).

Значения $a(p)$ и $b(p)$, вычисленные согласно (16) и (17), приведены в табл. 2. Для этих четырех фильтров были определены следующие параметры: $F_p = 2\pi f_p / f_{\delta} = 0,5\pi$; $B_{\Pi} = 2\pi b_{\Pi} / f_{\delta} = 2,7 \cdot 10^{-3} \pi$; $U_{\Pi} = u_{\Pi} / U_{\text{пх}} = 10^{-2}$; $U_{\text{нп}} = u_{\text{нп}} / U_{\text{пх}} = 10^{-4}$; $L_{\text{н}} = 2185$, где f_p — резонансная частота; f_{δ} — частота дискретизации; b_{Φ} — полоса пропускания фильтра, измеренная на уровне -6 дБ; b_{Π} — ширина переходной полосы частот, измеренная от максимума последней пульсации в полосе пропускания до минимума следующей по частоте пульсации в полосе непропускания АЧХ; u_{Π} — амплитуда пульсаций в полосе пропускания; $u_{\text{нп}}$ — амплитуда пульсаций в полосе непропускания; $U_{\text{пх}}$ — средний уровень АЧХ фильтра в полосе пропускания; $L_{\text{н}}$ — длина импульсной характеристики ЦФ.

Из табл. 2 находим значения $a_{\max} = 1,3 \cdot 10^{-6}$ и $b_{\max} = 3,42$. Согласно (51) и (54) получаем конечный результат для относительной погрешности оценки ВКФ:

$$\Lambda_{\text{о,доп}} = \min \{5,0 \cdot 10^{-4}; 0,1 \sqrt{2 / (3,6 \cdot 10^6)}\} = 7,45 \cdot 10^{-5}.$$

Согласно (53) находим $|P(N_r, q)|_{\text{доп}} < 2,1 \cdot 10^{-3}$.

Зададим $K_{\text{т,доп}} = 1,01$, что соответствует увеличению длины выборок сигналов на 1%. Исходя из показателей стоимости доступной элементной базы, требуемой величины $\Lambda_{\text{о,доп}}$ и обеспечения наибольшего динами-

Таблица 2

Номер фильтра	$B_{\Phi} = 2\pi b_{\Phi} / f_{\delta}$	$a(p)$	$b(p)$
1	$7,0 \cdot 10^{-3} \cdot \pi$	$9,0 \cdot 10^{-7}$	1,93
2	$2,0 \cdot 10^{-2} \cdot \pi$	$9,7 \cdot 10^{-7}$	2,49
3	$3,7 \cdot 10^{-2} \cdot \pi$	$1,0 \cdot 10^{-6}$	2,92
4	$9,2 \cdot 10^{-2} \cdot \pi$	$1,3 \cdot 10^{-6}$	3,42

ческого диапазона цифровых сигналов, выберем число разрядов АЦП (квантователей) $N_r = 16$. Из технических характеристик микросхемы АЦП найдем $d = 2$ В. Из табл. 1 выберем ближайшее к $\Lambda_{o,доп}$ и меньшее чем $\Lambda_{o,доп}$ значение относительной погрешности, вносимой квантователями $|P(N_r, q)|_{доп} = 1,0 \cdot 10^{-3} \%$ и, с учетом закономерности расширения диапазона q с возрастанием N_r , для $N_r = 16$ найдем $q = 10 \dots 2816$, $q_{max} = 2816$. Система АРУ корреляционного блока должна обеспечивать среднеквадратическое значение входных сигналов квантователей $\sigma_{кв} = d/q$ в границах $0,2 \dots 7,10 \cdot 10^{-4}$ В. Применяя радиоэлементы с низкими собственными шумами, получаем $\tilde{\sigma}_{ex} \approx \tilde{\sigma}_{ey} \approx \sigma_{ex} \approx \sigma_{ey} \approx 1,1 \cdot 10^{-6}$ В. Минимальное зарегистрированное среднеквадратическое значение фонового шума на обследованных трубопроводах тепловых сетей составило $\sigma_{\phi min} \approx 3,2 \cdot 10^{-5}$ В. Подставляя полученные значения $|P(N_r, q)|_{доп}$, q_{max} , $\tilde{\sigma}_{ex}$, σ_{ex} , a_{max} , b_{max} в (46), получаем $K_{t max} = 1,0025$. Величина $K_{t max}$ удовлетворяет поставленному требованию $K_{t max} \leq 1,01$.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что величины выбранных приборных погрешностей практически не ухудшают чувствительность оценки ВКФ к сигналам утечек.

The joint influence on the estimate of noise correlation function (CF) for the correlator analog part is considered. Also non-linear signals distortions on account of digit numbers and digitizer scale limitedness and quantization errors of digital filters coefficients are considered. Expressions obtained for the estimate errors CF permit when the correlation device is developing to select its parameters so that the error of CF calculated won't exceed the specified value.

1. Щербаков В. И., Грездов Г. И. Электронные схемы на операционных усилителях. Справочник. — Киев. Техніка, 1983. — 213 с.
2. Веселова Г. П., Грибанов Ю. И. Об оптимальном шаге выборки при вычислении корреляционной функции случайных процессов на цифровых устройствах // Автоматика и телемеханика. — 1968. — № 12. — С. 36 — 42.
3. Грибанов Ю. И., Веселова Г. П., Андреев В. Н. Автоматические цифровые корреляторы. — М.: Энергия, 1971. — 240 с.
4. Владимирский А. А., Владимирский И. А. Выбор числа точек БПФ и типа данных при вычислении оценок корреляционной функции // Зб. наук. праць. ПІМЕ НАНУ. — Вип. 6. — Київ, 2000. — С. 43— 46.
5. Капеллини В., Константинович А. Дж., Эмилиани П. Цифровые фильтры и их применение. Пер.с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 360 с.
6. Владимирский А. А., Владимирский И. А. Оценка некоторых погрешностей корреляционного течеискателя // Зб. наук. праць. ПІМЕ НАНУ. — Вип. 2. — Київ, 1999. — С. 118— 126.
7. Бендат Дж., Пирсол. А. Прикладной анализ случайных данных. Пер.с англ. — М.: Мир, 1989. — 540 с.
8. Куликов Е. И. Методы измерения случайных процессов. — М.: Радио и связь, 1986. — 271 с.

9. Филипский Ю. К. Случайные сигналы в радиотехнике. — Киев: Вища шк., 1986. — 126 с.
10. Архангельский А. Я. Delphi 2006// Язык Delphi, классы, функции Win32 и Net. Справочное пособие. — М. : Бином, 2006. — 1152 с.
11. Владимирский А. А., Владимирский И. А. Разработка средств технической диагностики // Электрон. моделирование. — 2007. — 29, № 1. — С. 59— 70.

Поступила 01.09.06;
после доработки 03.08.07

ВЛАДИМИРСКИЙ Александр Альбертович, канд. техн. наук., ст. науч. сотр. Ин-та проблем моделирования в энергетике им. Г.Е. Пухова НАН Украины. В 1981 г. окончил Киевский политехнический ин-т. Область научных исследований – методы диагностики состояния энергетических объектов, методы обработки сигналов, достоверность результатов диагностики, моделирование.

ВЛАДИМИРСКИЙ Игорь Альбертович, канд. техн. наук, нач. лаборатории службы науч.-техн. разработок и диагностики филиала Энергоналадка АК «Киевэнерго». В 1987 г. окончил Киевский политехнический ин-т. Область научных исследований – методы диагностики состояния энергетических объектов, распространение виброакустических и тепловых волн по трубопроводам, моделирование, достоверность оценок параметров сигналов и результатов диагностики.