

13. Орлов, В. Н. Критерий существования подвижных особых точек решений дифференциального уравнения Риккати [Текст] / В. Н. Орлов // Вестник СамГУ. Естественнонаучная серия. – 2006. – № 6/1(46). – С. 64–69.
14. Григолоук, Э. И. Проблемы нелинейного деформирования: Метод продолжения решения по параметру в нелинейных задачах механики деформируемого твердого тела [Текст] / Э. И. Григолоук, В. И. Шалашилин. – М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. – 232 с.
15. Andrianov, I. V. Approximate non-linear boundary value problems of reinforced shell dynamics [Text] / I. V. Andrianov, E. G. Kholod, V. I. Olevsky // J. Sound Vibr. – 1996. – Vol. 194, Issue 3. – P. 369 – 387. doi: 10.1006/jsvi.1996.0364

УДК 681.121

# ОПТИМИЗАЦИЯ АНАЛОГОВОГО ИНТЕРФЕЙСА ИНФОРМАЦИОННО- ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

**В. П. Квасников**

Доктор технических наук, профессор,  
заслуженный метролог Украины\*

E-mail: kvp@nau.edu.ua

**Д. П. Орнатский**

Кандидат технических наук, доцент\*\*

E-mail: ornatskydp@gmail.com

**А. И. Осмоловский**

Кандидат технических наук, доцент\*

E-mail: osmo5@ukr.net

\*Кафедра компьютеризованных электротехнических систем и технологий\*\*\*

\*\*Кафедра информационно-измерительных систем\*\*\*

\*\*\*Национальный авиационный университет пр. Космонавта Комарова, 1, г. Киев, Украина, 03680

*Розглядається аналіз похибки узагальненої структури аналогового інтерфейсу з уніфікованим сигналом 4–20 мА. Наведено алгоритми розрахунку (як в квадратичній, так і в лінійній метриці) параметрів фільтра запобігання ефекту накладення спектрів при дискретизації вхідного сигналу, дано обґрунтування вибору частоти дискретизації і розрядності АЦП. Запропонована методика оптимізації аналогових інтерфейсів ІВС для дистанційних вимірювань дозволяє більш якісно підійти до питань врахування похибок аналогових інтерфейсів*

*Ключові слова: аналоговий інтерфейс, частота дискретизації, співвідношення сигнал/шум, фільтр придушення накладення спектрів*

*Рассматривается анализ погрешности обобщенной структуры аналогового интерфейса с унифицированным сигналом 4–20 мА. Приведены алгоритмы расчета (как в квадратичной, так и в линейной метрике) параметров фильтра предотвращения эффекта наложения спектров при дискретизации входного сигнала, дано обоснование выбора частоты дискретизации и разрядности АЦП. Предложенная методика оптимизации аналоговых интерфейсов ИИС для дистанционных измерений позволяет более качественно подойти к вопросам учета погрешностей аналоговых интерфейсов*

*Ключевые слова: аналоговый интерфейс, частота дискретизации, соотношение сигнал/шум, фильтр подавления наложения спектров*

## 1. Введение

Одним из основных показателей, обеспечивающих необходимую точность при дистанционных измерениях (проводная линия связи), является соотношение сигнал/шум на входе АЦП, определяемое

эффективностью подавления помех общего и нормального вида [1]. Следует отметить, что вопросам оптимизации аналоговых интерфейсов в отечественной литературе уделяется недостаточное внимание [2], особенно в связи с современной тенденцией интеллектуализации аналоговых интерфейсов [3], что

заставляет учитывать не только инструментальные погрешности, но и методические погрешности, прежде всего случайные погрешности, такие как погрешности наложения спектров, погрешности восстановления сигнала [4]. Поэтому, в задачу оптимизации аналоговых интерфейсов входит также определение оптимальных значений частоты дискретизации, разрядности АЦП, параметров antialiasing-фильтра для подавления наложения спектров (в дальнейшем ФНЧ), которое не нашло достаточно подробного количественного анализа в современной периодической литературе.

## 2. Анализ литературных данных

Предложенная в [1] оптимизация аналоговых интерфейсов характеризуется как минимум двумя существенными недостатками. Во-первых, противоречие, возникающее при назначении ширины полосы пропускания, требуемое для обеспечения необходимого значения отношения сигнал/шум и необходимого для прохождения частотного спектра входного сигнала, не может быть разрешено (как это предлагается в источнике) за счет расширения полосы пропускания предусилителя путем ведения опережающей компенсации в самом усилителе, т.к. это приведет к ухудшению соотношения сигнал/шум на его выходе (за счет собственных шумов), что однако не учитывается описываемым алгоритмом. Во-вторых, выбор параметров antialiasing-фильтра использует табулированные значения погрешности включения всего для трех значений соотношения между частотой дискретизации и полосой пропускания фильтра (3, 4, 5), что без указания общего аналитического выражения, учитывающего погрешности восстановления и погрешности исключения, сужает применение указанной методики.

В работе [4] приведены выражения для погрешности восстановления только для случайного сигнала, но погрешности из-за наложения спектров рассматриваются лишь для частного случая отношения частоты дискретизации к полосе полезного сигнала в виде графика, при этом также отсутствуют аналитические выражения.

Анализ современных научных изданий, в частности ряда публикаций зарубежной научной периодики по данной тематике [5–8], подтвердил, что единого обоснованного подхода к решению задачи оптимизации аналоговых интерфейсов, который включал бы выполнение комплекса требований по определению значений частоты дискретизации, разрядности АЦП, параметров фильтра подавления наложения спектров, не существует. Кроме того, отсутствует подробный количественный анализ и не предложена методика учета характеристик различных видов погрешностей измерительных каналов.

## 3. Цель и задачи исследования

Целью данной работы является получение аналитических выражений, позволяющих при оптимизации параметров основных компонентов аналогового интерфейса наиболее полно учесть имеющиеся погрешности измерительного канала, что необходимо для осуществления наиболее оптимального проектирования измерительных каналов.

Задачей исследования является разработка методики оптимизации аналоговых интерфейсов информационно-измерительных систем (ИИС) для дистанционных измерений, включающей нормирование и учет характеристик погрешностей измерительных каналов и учитывающей особенности метрологических характеристик вычислительного компонента.

Необходимо систематизировать погрешности аналоговых интерфейсов и предложить наиболее рациональный подход к их оптимизации, учитывающий все составляющие погрешности с конкретными расчетными соотношениями для различных типов сигналов.

## 4. Анализ обобщенной структурной схемы аналогового интерфейса ИИС с токовым информационным сигналом

На рис. 1 представлена наиболее распространенная схема аналогового интерфейса с токовым информационным сигналом в составе измерительного канала ИИС. Схема состоит из последовательно включенных компонентов: датчик, устройство согласования (УС), преобразователь напряжение-ток (U/I) с унифицированными входными и выходными сигналами, проводная линия связи, преобразователь ток-напряжение (I/U) с унифицированными входными и выходными сигналами, antialiasing-фильтр нижних частот (ФНЧ) и преобразователь напряжение-код (U/N).

Использование информационного сигнала постоянного тока в отличие от использования напряжения обеспечивает большую помехозащищенность и в значительной степени независимость коэффициента передачи от паразитных сопротивлений линии связи (ЛС), при длине ЛС больше 10 м.

Устройство согласования, которое включается между датчиком и преобразователем напряжение-ток, обеспечивает основное усиление выходного сигнала датчика, его предварительную фильтрацию, подавление синфазных помех, линейаризацию и формирование унифицированного выходного сигнала напряжения. При малых расстояниях (<10м) в качестве преобразователей напряжение-ток/ток-напря-



Рис. 1. Обобщенная структурная схема аналогового интерфейса с токовым информационным сигналом в составе измерительного канала ИИС

жение могут быть использованы обычные прецизионные резисторы.

Все компоненты данной схемы сегодня выполняются в виде интегральных микросхем, кроме устройства согласования. Базовым элементом при этом являются операционные усилители (ОУ), которые сегодня выполняются по схемотехнике типа Rail-to-Rail, что делает их применение особенно эффективным при построении компонентов аналоговых интерфейсов для дистанционных измерений. При этом устройство согласования становится предметом проектирования, поэтому при метрологическом анализе структурной схемы расчетными параметрами являются класс точности устройства согласования, порядок и частота среза ФНЧ, а также разрядность и быстродействие АЦП.

Исходными данными для анализа являются метрологические характеристики аналоговых интерфейсов (АИ):

- диапазон измерений;
- функция преобразования;
- входной и выходной импеданс;
- динамические характеристики в виде полных динамических характеристик, нормированных как совокупность АЧХ и ФЧХ, или переходной характеристики  $H(t)$ , а частные – в виде времени установления;
- класс точности в виде  $c/d$  [9];
- диапазон частот входного сигнала;
- коэффициент подавления помех общего вида  $K_{ов}$  [дБ];

- коэффициент подавления помех нормального вида  $K_{нв}$  [дБ].

На рис. 2 приведена классификация погрешностей аналоговых интерфейсов ИИС.

Погрешности, представленные в предложенной классификации, охватывают как инструментальные, так и методические составляющие, включающие также систематические и случайные составляющие как основной, так и дополнительной погрешностей.

#### 4.1. Определение класса точности устройства согласования

Поскольку структурная схема АИ является схемой последовательного типа аддитивная приведенная суммарная и суммарная мультипликативная погрешности АИ могут быть определены как соответствующие алгебраические суммы соответствующих погрешностей каждого из компонентов.

Рассмотрим типичную задачу определения метрологических характеристик устройства согласования. Пусть известен класс точности АИ, который нормируется в виде двучленной формулы для предельного значения допускаемой относительной погрешности  $\delta_d$  в процентах:

$$\delta_d = \pm \left[ c + d \left( \frac{x_H}{x} \right) - 1 \right],$$

где  $x$  – текущее значение измеряемой величины;  $x_H$  – номинальное значение измеряемой величины.

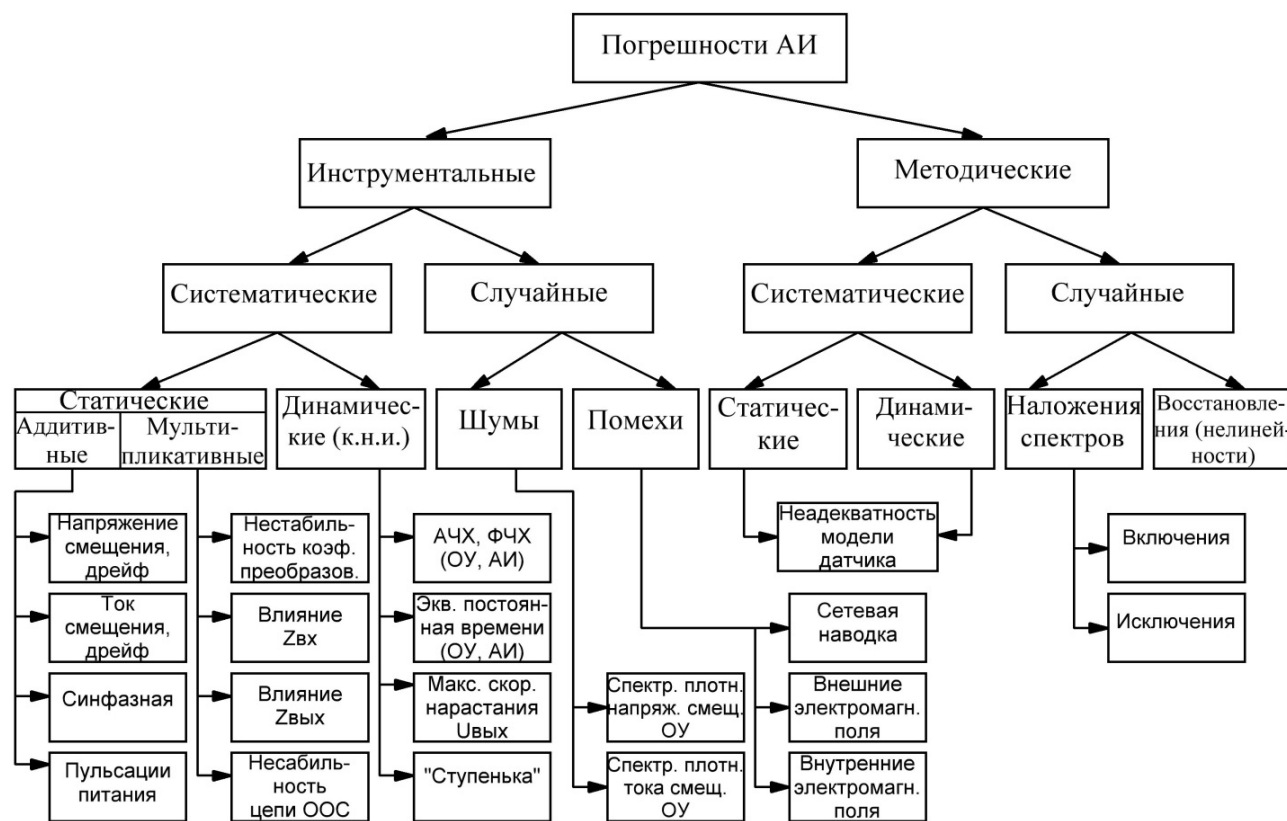


Рис. 2. Классификация погрешностей АИ ИИС

Учитывая, что  $\delta_{m\Sigma} = \sum \delta_{mi}$ , где  $\delta_{mi}$  – мультипликативная погрешность  $i$ -го компонента (его систематическая составляющая), а  $\gamma_{ал\Sigma} = \sum \gamma_{али}$ , где  $\gamma_{али}$  – аддитивная приведенная погрешность  $i$ -го компонента, в качестве составляющих основной погрешности АИ принимаем следующие выражения:

$$c = 3\sigma_{ал\Sigma} + 3\sigma_{m\Sigma} + \delta_{m\Sigma} + \gamma_{ал\Sigma} + \gamma_{н\Sigma} + \gamma_{н\Sigma}^* + \gamma_{дин\Sigma},$$

$$d = 3\sigma_{ал\Sigma} + \gamma_{ал\Sigma},$$

где  $\sigma_{ал\Sigma} = \sqrt{\sigma_{внутр}^2 + \sigma_{внеш}^2 + \sigma_{пом}^2}$  – суммарное среднеквадратическое значение (СКЗ) приведенной случайной аддитивной составляющей инструментальной погрешности АИ;  $\sigma_{внутр}$ ,  $\sigma_{внеш}$ ,  $\sigma_{пом}$  – соответственно приведенные СКЗ внутренних и внешних шумов и сетевой наводки;  $\sigma_{m\Sigma} = \sqrt{\sigma_{в}^2 + \sigma_{н}^2 + \sigma_{у}^2}$  – суммарное СКЗ приведенной случайной методической составляющей погрешности АИ;  $\sigma_{в}$ ,  $\sigma_{н}$ ,  $\sigma_{у}$  – соответственно приведенные СКЗ погрешностей восстановления сигнала, наложения и усечения спектра (для сигналов со сплошным спектром);  $\delta_{m\Sigma}$  – суммарная мультипликативная инструментальная статическая составляющая систематической погрешности АИ;  $\gamma_{ал\Sigma}$  – суммарная аддитивная инструментальная статическая составляющая систематической погрешности АИ;  $\gamma_{н\Sigma} = \epsilon_{в} + \epsilon_{н} + \epsilon_{у}$  – суммарная приведенная методическая нелинейная составляющая систематической погрешности АИ ( $\epsilon_{в}, \epsilon_{н}, \epsilon_{у}$  – “линейные” аналоги  $\sigma_{в}, \sigma_{н}, \sigma_{у}$  для периодических сигналов);  $\gamma_{н\Sigma}^*$  – суммарная приведенная инструментальная нелинейная составляющая систематической погрешности АИ;  $\gamma_{дин\Sigma}$  – суммарная динамическая инструментальная составляющая систематической погрешности АИ.

Статические мультипликативную  $\delta_{мус}$  и приведенную аддитивную  $\gamma_{алус}$  погрешности устройства согласования определим следующим образом, используя соответствующие значения погрешностей компонентов в интегральном исполнении:

$$\delta_{мус} = \frac{1}{5}(c-d) - \delta_{мU/I} - \delta_{мI/U} - \delta_{мФНЧ},$$

$$\gamma_{алус} = \frac{1}{2}d - \gamma_{алU/I} - \gamma_{алI/U} - \gamma_{алФНЧ}.$$

Если в качестве преобразователей U/ I используются микросхемы фирмы Burr-Brown типа XTR 110 и преобразователи ток-напряжение типа RCV 420, а в качестве ФНЧ микросхемы MAX280 фирмы Maxim, то указанные выше погрешности будут иметь следующие типовые значения (которые могут быть уменьшены применением штатных регуляторов):

- мультипликативная погрешность преобразователя напряжение-ток (XTR 110)  $\delta_{мU/I} = 0,2 \%$ ,
- мультипликативная погрешность преобразователя ток-напряжение (RCV 420)  $\delta_{мI/U} = 0,25 \%$ ,
- приведена аддитивная погрешность преобразователя напряжение-ток (XTR 110)  $\gamma_{алU/I} = 0,3 \%$ ,
- приведена аддитивная погрешность преобразователя ток-напряжение (RCV 420)  $\gamma_{алI/U} = 0,15 \%$ ;

Статические погрешности ФНЧ в интегральном исполнении, как правило, равны нулю ( $\delta_{мФНЧ} = 0$ ,  $\gamma_{алФНЧ} = 0$ ).

#### 4. 2. Расчет antialiasing-фильтров для аналогового интерфейса

При расчете параметров antialiasing-фильтра используется либо тестовый сигнал в виде «белого шума», если тип входного сигнала  $U_{вх}(t)$  неизвестен, в этом случае оценивание погрешностей восстановления входного сигнала ( $U_{вх}^*(t)$  – восстановленный сигнал) осуществляется в средней квадратической метрике, показатель среднего квадратического приближения:

$$\sigma^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [U_{вх}(t) - U_{вх}^*(t - t_3)]^2 dt,$$

где T – интервал наблюдения;  $t_3$  – допустимая задержка в восстановлении сигнала, либо в случае детерминированного сигнала используется равномерная метрика, показатель равномерного приближения:

$$\epsilon = \max [U_{вх}(t) - U_{вх}^*(t - t_3)], t \in [0, T].$$

При этом в обоих случаях возникает три вида ошибок на выходе ФНЧ:

- за счет спектральных составляющих находящихся в районе частоты Найквиста  $f_g/2$ ;
- за счет искажения (урезания) спектра полезного сигнала ФНЧ;
- за счет искажения при интерполяции/экстраполяции (восстановлении).

В случае случайных сигналов первая составляющая погрешности будет равна среднеквадратической приведенной (к СКЗ входного сигнала) случайной составляющей погрешности и может быть определена по формуле:

$$\sigma_{н} = 2^n \cdot \frac{(f_{cp})^{n-0.5}}{(f_g)^n} \cdot 100 \% = \left(\frac{2}{f_g}\right)^n \cdot (f_{cp})^{n-0.5} \cdot 100 \%, \quad (1)$$

где  $f_{cp}$  – частота среза ФНЧ;  $n$  – порядок ФНЧ (при  $n \geq 2$  можно считать, что эквивалентная шумовая полоса ФНЧ будет равна  $\Delta f_{ш} \approx f_{cp}$ ).

Вторая составляющая приведенной среднеквадратической погрешности  $\sigma_y$ , обусловленная тем, что ФНЧ в полосе пропускания  $f_{cp}$  имеет неравномерность АЧХ, для аппроксимации Баттерворта (нелинейностью ФЧХ пренебрегаем) и трех значений порядка фильтра ( $n=2, 3, 4$ ), приведена в табл. 1. Для фильтров более высоких порядков значение погрешности  $\sigma_y$  в полосе от 0 до  $0,9 f_{cp}$  может быть получено сдвигом нижней строчки таблицы табл. 1. На  $n-4$  клеток вправо с заполнением освобождающихся слева клеток нулями.

Третья составляющая  $\sigma_{в}$ , обусловленная погрешностью восстановления, в нашем случае будет для двух наиболее употребляемых способов восстановления равна [10]:

– для ступенчатой аппроксимации:

$$\frac{f_g}{f_m} = \frac{104,8}{\sigma_{в} [\%]},$$

где  $f_m$  – максимальная частота в спектре входного сигнала;

– для линейной интерполяции:

$$\frac{f_g}{f_m} = \frac{12,8}{\sqrt{\sigma_b[\%]}}$$

Каждая из этих составляющих  $\sigma_x$  должна быть не больше  $\sigma_i = c/(12\sqrt{3})$ . При этом суммарное значение СКЗ приведенной случайной составляющей погрешности АИ будет равно:

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_b^2 + \sigma_n^2 + \sigma_y^2}$$

Таким образом, зная  $c$ , можно определить для выбранного способа восстановления отношение частоты дискретизации  $f_g$  к максимальной частоте в спектре полезного сигнала  $f_m$ , которая как правило известна.

Для сигнала типа “белого шума”  $f_m$  будет равна эквивалентной шумовой полосе  $\Delta f_m$  ФНЧ (для  $n=1$

$$\Delta f_m = \frac{\pi}{2} f_{cp}, \text{ для } n=2 \quad \Delta f_m \approx 1,2 f_{cp}, \text{ для } n=3 \quad \Delta f_m = 1,18 f_{cp}.$$

В случае если моделью входного сигнала является сложно периодический процесс для которого известной является основная гармоника  $f_0$ ,  $f_m$  вычисляется по формуле:

$$f_m = 20 f_0.$$

Среднеквадратическая погрешность из-за неравномерности АЧХ фильтра в полосе пропускания

Частота $f_m$	0,1· $f_{cp}$	0,2· $f_{cp}$	0,3· $f_{cp}$	0,4· $f_{cp}$	0,5· $f_{cp}$	0,6· $f_{cp}$	0,7· $f_{cp}$	0,8· $f_{cp}$	0,9· $f_{cp}$	$f_{cp}$
Порядок фильтра										
n=2	2,5·10 <sup>-4</sup>	4,5·10 <sup>-3</sup>	0,03	0,11	0,32	0,82	1,6	2,8	4,5	6,7
n=3	2·10 <sup>-6</sup>	1,5·10 <sup>-4</sup>	1,5·10 <sup>-3</sup>	0,012	0,06	0,2	0,6	1,4	2,8	5
n=4	2,5·10 <sup>-8</sup>	5·10 <sup>-6</sup>	1,5·10 <sup>-4</sup>	1,65·10 <sup>-3</sup>	0,013	0,06	0,2	0,7	1,9	4

Для систем невысокого класса точности 0,5–1,0 у которых  $f_m < 10,0$  Гц как правило выбирают ступенчатую аппроксимацию, для систем более высокого класса и более широкополосных – линейную интерполяцию.

Таким образом, определив  $f_m$  и  $\sigma_b$ , можно вычислить  $f_g$ .

Зная  $f_m$  и задавшись уровнем погрешности  $\sigma_y$  по табл. 1 можно определить  $f_{cp}$  ФНЧ как функцию  $n$ :

$$f_{cp} = \frac{10 \cdot f_m}{k_2 + n - 2}; \quad k_2 + n - 2 \leq 9, \quad (2)$$

где  $k_2 = \frac{10 \cdot f_m^*(f_{cp})}{f_{cp}}$ ;  $k_2 = 1, 2, \dots, 9$ ;  $f_m^*(f_{cp})$  – максимальная частота, для которой погрешность  $\sigma_y$  не будет превышать заданного уровня при  $n=2$ .

Подставив выражение (2) в (1) и перегруппировав члены, получим:

$$\frac{\sigma_{н[\%]}}{100[\%]} (10 \cdot f_m)^{0,5} \geq \left( \frac{20 \cdot f_m}{f_g} \right)^g \cdot (k_2 + n - 2)^{-(n-0,5)}. \quad (3)$$

Для того чтобы определить минимальное  $n$ , удовлетворяющее неравенству (3), воспользуемся табулированными значениями функции  $Y_1 = (k_2 + n - 2)^{-(n-0,5)}$ ,

представленными в табл. 2, а также значениями функции  $Y_2 = \left( \frac{20 f_m}{f_g} \right)^n$  для  $n = 2, 3, 4 \dots 8$  найдем значения

$Y_3 = Y_1 \cdot Y_2$  как функцию  $n$  для  $k_2$ , выбранного в (2).

Подставляя найденные значения  $Y_3$  для значений  $n$  от 2 до 8 вместо правой части неравенства (3), определяем минимальное значение  $n_{min}$ , при котором оно справедливо. Это значение  $n_{min}$  и будет искомым порядком ФНЧ. Подставляя  $n_{min}$  в уравнение (2), определим частоту среза ФНЧ  $f_{cp}$ . На практике antialiasing-фильтр состоит из двух последовательно включенных звеньев. Первое звено (формирующий фильтр) включается на входе АИ (предполагается, что все шумы возникают на входе АИ) и представляет собой обычно пассивный ФНЧ первого порядка с частотой среза

$$f_{cp1} = \frac{2}{\pi} \cdot \left( \frac{k_2 + n - 2}{10} \right) \cdot f_{cp}, \text{ при этом порядок второго}$$

звена antialiasing-фильтра уменьшается на 1 (частота среза второго звена равна  $f_{cp}$ ), т. е.  $n = n_{min} - 1$ .

Если рассчитанный фильтр не удовлетворяет условиям подавления помех нормального вида на частоте сети  $f_{сети} = 50$  Гц, т. е.

Таблица 1

удовлетворяет условиям подавления помех нормального вида на частоте сети  $f_{сети} = 50$  Гц, т. е.

$$20 \lg |K_{\phi}(f_{сети})|^{-1} < K_{НВ}(f_{сети}), \quad (4)$$

то тогда в случае, если  $f_m < 50$  Гц, увеличивают порядок второго звена antialiasing фильтра до выполнения условия (4); если  $f_m \ll 50$  Гц, то тогда используют АЦП интегрирующего типа.

Если частота 50 Гц находится внутри полосы частот полезного сигнала  $f_{сети} \in (0, f_m)$ , то тогда для подавления

помех нормального вида на частоте 50 Гц используют узкополосные режекторные фильтры.

Рассчитанное значение приведенной (к СКЗ выходного сигнала) случайной составляющей погрешности  $\sigma_{\Sigma}$ , равное отношению  $(c/\pi)^{-1}$ , позволяет выбрать эффективное количество двоичных разрядов  $N_{эф}$  АЦП из соотношения

$$20 \lg |\sigma_{\Sigma}|^{-1} = 6,02 \cdot N_{эф} + 9,$$

$$\text{откуда } N_{эф} = \frac{20 \lg |\sigma_{\Sigma}|^{-1} - 9}{6,02}.$$

Описанный выше алгоритм расчета параметров ФНЧ можно использовать для детерминированных сигналов со сплошным спектром с той разницей, что значения погрешности в табл. 1 необходимо будет рассчитывать в каждом конкретном случае. Для периодических сигналов возможно более точное аналитическое решение, при этом использована будет линейная

метрика, т. е. суммироваться будут максимальные значения. В этом случае первая составляющая погрешности выходного сигнала ФНЧ будет равна:

$$\epsilon_n = \left( \frac{2f_{cp}}{f_g} \right)^n \tag{5}$$

Вторую составляющую погрешности  $\epsilon_y$  удобно представить следующим соотношением:

$$\sqrt{\frac{1}{(1+\epsilon_y)^2} - 1} = \left( \frac{f_m}{f_g} \right)^n$$

Решив эту систему относительно  $n$ , получим:

$$n = \frac{\lg \left[ \epsilon_n \cdot \sqrt{\frac{1}{(1+\epsilon_y)^2} - 1} \right]}{\lg \frac{2f_m}{f_g}}$$

где  $\frac{f_m}{f_g} = \frac{\epsilon}{2\pi}$  – для ступенчатой аппроксимации;

$\frac{f_m}{f_g} = \frac{\sqrt{\epsilon_b}}{2\pi}$  – для аппроксимации касательными;

$\frac{f_m}{f_g} = \frac{\sqrt{2\epsilon_b}}{\pi}$  – для аппроксимации хордами.

Результаты расчета функции  $Y_3$

$k_2 \backslash Y_1$	$Y_1 = (k_2 + n - 2)^{-(n-0.5)}$						
	$n=2$	$n=3$	$n=4$	$n=5$	$n=6$	$n=7$	$n=8$
$k_2=1$	1	0,177	0,021	0,002	$1,4 \cdot 10^{-4}$	$8,75 \cdot 10^{-6}$	$4,6 \cdot 10^{-7}$
$k_2=2$	0,354	0,064	0,0078	$7 \cdot 10^{-4}$	$5,25 \cdot 10^{-5}$	$3,2 \cdot 10^{-6}$	$1,7 \cdot 10^{-7}$
$k_2=3$	0,19	0,03	0,0036	$3 \cdot 10^{-4}$	$2,25 \cdot 10^{-5}$	$1,35 \cdot 10^{-6}$	$7 \cdot 10^{-8}$
$k_2=4$	0,125	0,018	0,0019	$1,57 \cdot 10^{-4}$	$10^{-5}$	$6,3 \cdot 10^{-7}$	–
$k_2=5$	0,09	0,011	$10^{-3}$	$8,6 \cdot 10^{-5}$	$5,6 \cdot 10^{-6}$	–	–
$k_2=6$	0,068	0,0077	$6,9 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-5}$	–	–	–
$k_2=7$	0,054	0,0055	$4,57 \cdot 10^{-4}$	–	–	–	–
$k_2=8$	0,044	0,004	–	–	–	–	–

Подставляем найденные значения  $n$  в уравнение (5) найдем частоту среза ФНЧ  $f_{cp}$ . Далее порядок расчета аналогичен предыдущему случаю.

Погрешности  $\epsilon_n, \epsilon_y, \epsilon_b$  является “линейными” аналогами соответствующих среднеквадратических погрешностей  $\sigma_n, \sigma_y, \sigma_b$ , которые использовались в среднеквадратической метрике.

При этом значения  $\epsilon_n, \epsilon_y, \epsilon_b$  следует выбрать равными  $\frac{1}{12}$  с т. к. они носят преимущественно нелинейный (мультипликативный) характер. С учетом рассчитанных параметров ФНЧ АЧХ АИ может быть представлена в виде:

$$|K_{U\Sigma}(f)| = \frac{K_{U\Sigma}(0)}{\sqrt{1 + \left( \frac{f}{f'_{cp}} \right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left( \frac{f}{f''_{cp}} \right)^{2(n-1)}}}$$

если  $f'_{cp}$  и  $f''_{cp}$  являются доминирующими ВЧ полюсами АИ (т. е.  $f'_{cp}; f''_{cp} < \frac{1}{4} f_{p_{min}}^n$ );  $f'_{cp}$  – ВЧ полюс формирующего фильтра (первого звена ФНЧ);  $f''_{cp}$  – ВЧ полюс второго звена ФНЧ.

ФЧХ имеет вид:

$$\begin{aligned} \phi &= -\arctg \frac{f}{f'_{cp}} - \arctg \left( \frac{f}{f''_{cp}} \right)^{n-1} \approx \\ &\approx -\arctg \frac{f}{f'_{cp}} - (n-1) \arctg \left( \frac{f}{f''_{cp}} \right). \end{aligned}$$

Разрядность АЦП ( $N_2$ ) выбирается таким образом, чтобы СКЗ погрешности квантования была бы незначимой, т. е. из уравнения:

$$20 \lg(0,1d) \leq 6,02N_2 + 1,76,$$

$$\text{откуда } N_2 \geq \frac{20 \lg(0,1d) - 1,76}{6,02}.$$

Для уменьшения влияния помех общего вида используют три основных метода [11, 12]:

- экранирование (активное и пассивное);
  - изолирование (изолирующие усилители, гальванически изолированные блоки питания);
  - симметрирование (симметричные линии связи, дифференциальные измерительные усилители).
- Их сочетание определяется параметрами датчика и линии связи:
- активный/пассивный;
  - выходное сопротивление;
  - симметричный/не симметричный выход;
  - паразитные импедансы линии связи.

Результирующий коэффициент подавления помех общего вида на частоте 50 Гц, определяется паразитными емкостями системы защитного экранирования, выходным импедансом датчика, несимметрией линии связи, коэффициентом подавления помех общего вида измерительным усилителем [13].

## 5. Выводы

Предложенная методика оптимизации аналоговых интерфейсов информационно-измерительных систем для дистанционных измерений позволяет более обоснованно подойти к вопросам учета погрешностей аналоговых интерфейсов при проектировании информационно-измерительных систем для механических величин. Действительно, в [14] отмечается, что нормирование и учет характеристик погрешностей измерительных каналов ИИС обладает некоторыми

особенностями, а именно: во-первых, следует отдавать предпочтение нормированию погрешностей с разделением на составляющие; во-вторых, характеристики погрешностей следует нормировать для нормальных условий эксплуатации (основная погрешность) с учетом метрологических характеристик вычислительного компонента. Для удовлетворения этих требований в статье была предложена классификация погрешностей аналоговых интерфейсов и структура основной погреш-

ности, а также выделение в структуре измерительного канала аналогового интерфейса как связующего звена между датчиком и системой сбора данных (АЦП). Такой подход позволяет более точно учесть все составляющие погрешности аналогового интерфейса и получить расчетные соотношения как для сигналов со сплошным спектром (в средней квадратической метрике), так и для детерминированных сигналов (в равномерной метрике) для параметров antialiasing-фильтра.

### Литература

1. Garrett, P. Оптимизация интерфейса для электронной вычислительной машины и преобразователей [Текст] / P. Garrett // Экспресс-информация, серия Контрольно-измерительная техника, ВИНТИ. – 1978. – № 2. – С. 1–8.
2. Классен, К. Б. Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике [Текст] / К. Б. Классен. – М.: Постмаркет, 2000. – 352 с.
3. Цапенко, М. П. Измерительные информационные системы: Структуры и алгоритмы, системотехническое проектирование [Текст] : уч. пос. для вузов; 2-е изд., перераб. и доп. / М. П. Цапенко. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 440 с.
4. Уикзер, Дж. Соединяемость: интеллектуальные датчики или интеллектуальные интерфейсы [Текст] / Дж. Уикзер // Датчики и системы. – 2002. – № 10. – С. 50–55.
5. Rus, G. Optimized damage detection of steel plates from noisy impact test [Text] / G. Rus, S. Y. Lee, S. Y. Chang, S. C. Wooh // International Journal for Numerical Methods in Engineering. – 2006. – Vol. 68, Issue 7. – P. 707–727. doi: 10.1002/nme.1720
6. Harada, T. Droplet generation using a torsional Langevin-type transducer and a micropore plate [Text] / T. Harada, N. Ishikawa, T. Kanda, K. Suzumori, Y. Yamada, K. Sotowa // Sensors and Actuators A: Physical. – 2009. – Vol. 155, Issue 1. – P. 168–174. doi: 10.1016/j.sna.2009.08.007
7. Schröder, A. Evaluation of cost functions for FEA based transducer optimization [Text] / A. Schröder, J. Rautenberg, B. Henning // Physics Procedia. – 2010. – Vol. 3, Issue 1. – P. 1003–1009. doi: 10.1016/j.phpro.2010.01.129
8. Li, J. Modeling characterization and optimization design for PZT transducer used in Near Field Acoustic Levitation [Text] / J. Li, P. Liu, H. Ding, W. Cao // Sensors and Actuators A: Physical. – 2011. – Vol. 171, Issue 2. – P. 260–265. doi: 10.1016/j.sna.2011.06.020
9. МИ 2168-91. ГСИ. Системы измерительные информационные. Методика расчета метрологических характеристик измерительных каналов по метрологическим характеристикам линейных аналоговых компонентов [Текст] / Львов, 1991.
10. Журавин, Л. Г. Расчет метрологических характеристик при проектировании средств измерений [Текст]: уч. пос. / Л. Г. Журавин, Е. И. Семенов, Г. П. Шлыков; под ред. Г. П. Шлыкова. – Пенза: Пенз. политехн. ин-т, 1988. – 80 с.
11. Барнс, Дж. Электронное конструирование: Методы борьбы с помехами [Текст] / Дж. Барнс; пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 238 с.
12. Field Wiring and Noise Considerations for Analog Signals [Electronic resource] / Publish Date: Mar 11, 2014. – Available at: <http://www.ni.com/white-paper/3344/en/>
13. Орнатський, Д. П. Спосіб корекції синфазних похибок вимірювальних підсилювачів з диференціальними параметричними датчиками [Текст] / Д. П. Орнатський // Вісник інженерної академії України. – 2012. – № 3-4. – С. 138–141.
14. Данилов, А. А. Метрологическое обеспечение измерительных систем [Текст] : уч. пос. / А. А. Данилов. – Пенза: Профессинал, 2008. – 63 с.