

629
156
МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
РСФСР

КУЙБЫШЕВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ ИМЕНИ В. В. КУЙБЫШЕВА

МЕТОДЫ
И СРЕДСТВА КОНТРОЛЯ
СОСТОЯНИЯ И РЕСУРСА f
КОНСТРУКЦИЙ И СИСТЕМ

Сборник научных трудов

КУЙБЫШЕВ 1988
АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ

УДК 620.178

Методы и средства контроля состояния и ресурса конструкций и систем: Сб. науч. трудов. Куйбышев: Куйбыш политехи. ин-т, 1988. 149 с.

Представлены результаты научных исследований, разработок и внедрения методов и средств контроля состояния и ресурса надежности конструкций и систем.

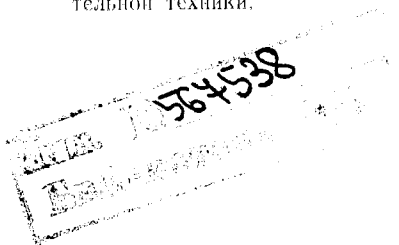
Сборник предназначен для инженерно-технических работников, преподавателей, аспирантов и студентов естественных и технических вузов страны.

Ил. 44. Табл. 4. Библиогр. — 144 назв.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

д-р техн. наук Куликовский К. Л. (отв. редактор),
д-р техн. наук Конюхов Н. Е.,
д-р техн. наук Семенов В. С.,
д-р техн. наук Мартяшин А. Н.,
д-р техн. наук Шахов Э. К.,
д-р техн. наук Исманлов Ш. Ю.,
Богданов Н. Ф. (отв. секретарь)

Сборник подготовлен кафедрой информационно-измерительной техники.



Куйбышевский ордена Трудового Красного Знамени политехнический институт имени В. В. Куйбышева, 1988.

**ПОВЫШЕНИЕ НАДЕЖНОСТИ И РЕСУРСА СРЕДСТВ
ПРИБОРОСТРОЕНИЯ, АВТОМАТИЗАЦИИ
И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ**

В последнее десятилетие ЦК КПСС и Совет Министров СССР приняли ряд постановлений, направленных на повышение качества, надежности и ресурса выпускаемой промышленностью продукции. Особое внимание в них уделено машиностроительным отраслям и приборостроительной промышленности.

Задача, поставленная перед приборостроителями, заключается не только в совершенствовании существующих или создании новых средств измерения, обладающих высокой надежностью и ресурсом, но и в разработке автоматизированных систем контроля, испытания и диагностики механических конструкций и машин. Если вторая часть задачи не вызывает сомнения и требует концентрации усилий работников промышленности и ученых, налаживания межотраслевых связей и интенсификации работ, проводимых в этом направлении, то первая ее часть требует еще детального изучения. Дело в том, что большинство приборов, используемых в промышленности, предназначено для эксплуатации в течение длительного времени. Поэтому при разработке современных приборов конструкторы стремятся увеличить ресурс или время наработки на отказ, что значительно увеличивает стоимость прибора и в большинстве случаев не удовлетворяет потребителя. Наряду с приборами и системами специального назначения, имеющими высокую надежность и ресурс, следует выпускать и дешевые приборы с ограниченным временем наработки на отказ. При этом особое внимание необходимо уделять ремонтпригодности средств измерения и организации централизованных служб ремонта, которых в настоящее время практически не существует.

Поднимая вопрос о повышении надежности средств приборостроения, необходимо иметь в виду, что наряду с

технической надежностью существует и метрологическая надежность, характеризующаяся неизменностью метрологических характеристик за некоторый интервал времени, определяющий межповерочное время. Как правило, межповерочное время меньше времени наработки на отказ. Поэтому, повысив метрологическую надежность, можно значительно сократить время простоя приборов и систем, транспортные расходы и т. д. С другой стороны, повышение метрологической надежности даст возможность получать паспортные характеристики при существенном изменении параметров окружающей среды и условий эксплуатации приборов и систем.

Для решения поставленных партией и правительством задач повышения надежности конструкций и машин в 1981 году приказом МВ и ССО РСФСР № 659 была образована целевая комплексная научно-техническая программа «Надежность конструкций», головной организацией которой определен ордена Трудового Красного Знамени Куйбышевский политехнический институт им. В. В. Куйбышева. Указанная программа осуществляет объединение и координацию научно-исследовательских работ, проводимых вузами РСФСР в рамках пяти научных направлений, одним из которых является «Повышение надежности и ресурса средств приборостроения, автоматизации и вычислительной техники».

Вначале был проведен анализ НИР по повышению технической и метрологической надежности средств приборостроения, а также по созданию приборов и систем для оценки технического состояния различных конструкций и машин, проводимых вузами республики. Он показал, что к началу 1982 г. объем этих работ не превышал 100 тыс. руб. Головной Совет научно-технической программы «Надежность конструкций» проделал большую работу по расширению объема этих работ и привлечению вузов республики к реализации программы. Были проведены Всесоюзные конференции и семинары, организованы расширенные и выездные заседания Головного Совета. В результате уже в 1987 г. объем НИР вырос до 1 306 тыс. руб., а число тем, выполняемых 11 вузами, до 35. В НИР этого направления участвует свыше 230 сотрудников, из них 9 докторов технических наук и более 50 кандидатов технических наук. Реальный экономический эффект от внедрения законченных в 1986 году разработок достиг 509 тыс. руб., в том числе в интересах Минприбора СССР — 280 тыс. руб. Общий экономический эффект от внедрения разработок за весь период деятельности научного направления составил 4 200 тыс. руб., т. е. 1,73 руб. на один рубль затрат.

Новизна и оригинальность разработок подтверждена 47 авторскими свидетельствами, выданными Государственным комитетом СССР по делам изобретений и открытий. Общее количество публикаций превышает 120, 4 из них — монографии.

Наиболее интересной разработкой по повышению надежности радиоэлектронной аппаратуры, в частности, ее помехозащищенности, можно считать научно-исследовательскую работу, проведенную в НИИ «Автоматизация электронного машиностроения» при Томском институте автоматизированных систем управления и радиоэлектроники. Выполнены теоретические исследования, позволившие определить условия повышения чувствительности схем подавления помех, разработаны оригинальная конструкция электронного аналогового ключа для схемы подавления помех, имеющего практически нулевой уровень остаточного напряжения, и схема преобразования сигналов неравновесия мостовой цепи, питаемой импульсным напряжением, которая обладает высокой чувствительностью с одновременным подавлением помех от мощных источников энергии переменного тока промышленной частоты. Предложенные блоки используются при прочностных испытаниях изделий с помощью тензодатчиков.

В Московском институте радиоэлектронной аппаратуры разработана новая технология изготовления пластин «кремний на диэлектрике», позволяющая строить большие интегральные схемы с высокой степенью защищенности от воздействия внешних факторов, особенно температуры.

В Дальневосточном политехническом институте и Пензенском заводе-вузе были проведены теоретические исследования математических методов диагностического тестирования логических схем, разработаны алгоритмы и программы динамического тестирования и математического моделирования типовых неисправностей логических схем, а также математические основы динамического диагностирования объектов с регулярной и нерегулярной структурой. Практической реализацией проведенных исследований явились пакеты прикладных программ диагностического тестирования цифровых вычислительных и управляющих устройств.

Всесоюзным заочным машиностроительным институтом проведена НИР, связанная с созданием измерительных устройств для диагностики и испытаний на надежность механических конструкций и машин. В результате разработана методика расчета электромагнитной системы интроскопа, основанного на использовании эффекта ядерно-магнитного резонанса, позволяющая получить высокую одно-

родность магнитного поля. Эта методика применима также к расчету нового типа вихретокового преобразователя, обладающего высокой разрешающей способностью и позволяющего значительно повысить точность диагноза механической конструкции.

Значительный объем НИР, выполняемых в рамках направления, приходится на Куйбышевский политехнический институт. Особенно следует отметить разработки методов и средств повышения метрологических характеристик и метрологической надежности промышленных манометров и диагностической аппаратуры для их испытания. Основным содержанием исследований является создание новых типов измерительных преобразователей давления повышенной точности и надежности на основе оригинальных системотехнических и алгоритмических решений. В 1986 году был разработан прецизионный манометр с частотным выходным сигналом для автоматизации поверки и испытания приборов давления, обладающий повышенной метрологической надежностью. На основе этой конструкции была создана система испытания преобразователей давления.

В настоящее время завершается разработка образцового цифрового манометра повышенной метрологической и технической надежности на базе современных чувствительных элементов с использованием структуры «кремний на сапфире» и микропроцессорной техники для алгоритмизации процесса измерения.

Серийное внедрение работ, выполненных по указанной теме, дало реальный экономический эффект свыше 2900 тыс. руб.

Для испытания на надежность приборов и систем автоматизации, работающих в условиях интенсивных помех, в этом же институте были разработаны спектральные анализаторы, входящие в состав информационно-вычислительного комплекса. В процессе исследований были получены ускоренные алгоритмы обработки информации, основанные на дискретном преобразовании Фурье, а также структурные регулярные схемы аналогового и цифрового преобразователя на основе ДПФ.

Большой интерес для автоматизации научных исследований представляет разработка систем для исследования водной среды, обладающих высокой чувствительностью, метрологической и технической надежностью, а также простотой и невысокой стоимостью. Созданы различные модификации зондирующих систем для геотермических и океанологических исследований, широко применяемые в междуна-

родных научных экспедициях на научно-исследовательских судах АН СССР.

В настоящее время оформляется Государственный заказ на изготовление этих систем малой серией.

Вот далеко не полный перечень НИР, выполненных и выполняемых в рамках научного направления «Повышение надежности и ресурса средств приборостроения, автоматизации и вычислительной техники» вузами республики по созданию систем контроля состояния и диагностики механических конструкций и машин, а также по разработке новых технических средств приборостроения, обладающих повышенной технической и метрологической надежностью. Важным результатом следует считать их широкое промышленное внедрение и полученный при этом экономический эффект.

УДК 620.178.53(035):53.08

В. К. Семеньев

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА СОСТОЯНИЯ И РЕСУРСА МЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПО РАЗНЫМ ФАЗОВЫМ ПЕРЕМЕННЫМ

При вибродиагностике, оценке остаточного ресурса, испытаниях в процессе конструирования механических систем (МС), представляющих собой как отдельные образцы, конструкции, так и их соединения, возникает задача измерения и контроля показателя диссипации энергии в них S и резонансной частоты $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - S^2}$, где ω_0 — собственная частота МС [1—3]. Через эти характеристики рассчитывают индивидуальный остаточный ресурс конструкции, состояние и степень износа контактирующих поверхностей [2, 3].

Рассмотрим способы повышения точности и быстродействия измерения S и $\omega_0(\omega)$ в случае имеющейся обычно на практике возможности измерения первичными преобразователями одновременно нескольких фазовых переменных (перемещения $Y(t)$, скорости $\dot{Y}(t)$, ускорения $\ddot{Y}(t)$ и резкости $\overset{\dots}{Y}(t)$) отклика системы при силовом воздействии $X(t)$ [2, 3]. Параметрическая идентификация МС может осуществляться в зависимости от конструктивных, геометрических особенностей, наличия испытательного и измерительного оборудования по-разному: в режиме свободных или вынужденных колебаний, при том или другом виде тестового воздействия, по двум

или трех фазовым переменным, в один или несколько моментов времени, расположенных произвольно или эквидистантно. Эти условия определяют выбор того или иного из рассмотренных ниже способов измерения.

При оценке накопления усталостных повреждений МС, работающие в условиях динамических нагрузений, целесообразно моделировать дифференциальным уравнением следующего вида [1, 2]:

$$\ddot{Y} + 2S\dot{Y}|\dot{Y}|^{n-1} + \omega_0^2 Y = X, \quad (1)$$

где $n=0$ соответствует случаю кулонова трения (в контактирующих поверхностях), $n=1$ при линейном трении, $n=2$ при турбулентном (внутреннем) трении в материале МС.

Традиционным, известным путем минимизации систематических и случайных погрешностей определения S и ω_0 по дифференциальному уравнению является использование метода наименьших квадратов для множества отсчетов фазовых переменных в моменты времени t_k , в общем случае неэквидистантные. В случае известного вида и параметров входного воздействия X_k можно после применения к уравнению (1) Z -преобразования получить разностную схему для определения динамических характеристик, не требующую измерения X_k для ряда типовых воздействий. Так, например, при

$$X_k = X(k\Delta) = A \sin \omega k \Delta; \quad t = k\Delta, \quad A \in R$$

будем иметь

$$Z[X_k] = \frac{A}{1 - \lambda_1 Z^{-1} + Z^{-2}}, \quad \lambda_1 = 2 \cos \omega \Delta$$

после соответствующих преобразований в области изображений и возвращения к оригиналам

$$\{S, \hat{\omega}_0^2\} = \arg \min_{S, \omega_0^2} \sum_k \{ \lambda_1 \dot{Y}_{k-1} - \dot{Y}_{k-2} - 2S \{ \dot{Y}_k |\dot{Y}_k|^{n-1} + \\ + Y_{k-2} |\dot{Y}_{k-2}|^{n-1} - \lambda_1 \dot{Y}_{k-1} |\dot{Y}_{k-1}|^{n-1} - \omega_0^2 \{ Y_k + Y_{k-2} - \lambda_1 Y_{k-1} \} \}^2,$$

что приводит к системе алгебраических уравнений второго порядка, $Y_k = Y(k\Delta)$, Δ — период дискретизации, $Z[X_k] = \sum_{k=0}^{\infty} X_k e^{-Zk}$.

Заметим, что для линейной МС предложенный способ справедлив и для отсчетов во время переходного процесса, который при обычных динамических испытаниях обычно не используется. При рассмотренном гармоническом возбуждении не требуется поддерживать амплитуду сколь-нибудь стабильной.

Режим свободных затухающих колебаний в МС широко используется, методически оправдан, позволяет получить ряд новых эффективных способов измерения S и ω_0 через разные фазовые переменные. Так, для линейных МС с колебательным характером решения уравнения (1) $Y(t) = Ae^{-St} \cdot \sin(\omega t + \varphi)$, где $A, \varphi \in R$, справедливы соотношения [4]

$$S = \frac{\ddot{Y}_k \dot{Y}_k - \ddot{Y}_k Y_k}{2\{\dot{Y}_k \dot{Y}_k - \dot{Y}_k^2\}}; \quad (2)$$

$$\omega_0^2 = \frac{\ddot{Y}_k \dot{Y}_k - \dot{Y}_k^2}{\dot{Y}_k Y_k - \dot{Y}_k^2}. \quad (3)$$

Формулы (2) и (3) определены структурой решения дифференциального уравнения и справедливы для любых моментов времени t_k , а при частных, легко реализуемых аппаратно условиях $Y_k = 0$ и $\dot{Y} = 0$ позволяют вычислять динамические характеристики только через две фазовые переменные, что существенно упрощает задачу идентификации

$$-\frac{\ddot{Y}_k}{2\dot{Y}_k} \Big|_{Y_k=0} = S, \quad -\frac{\ddot{Y}_k}{Y_k} \Big|_{\dot{Y}_k=0} = \omega_0^2.$$

Для аperiодического решения $Y(t) = A_1 e^{-S_1 t} + A_2 e^{-S_2 t}$ можно определить показатели диссипации энергии в МС следующим образом:

$$\begin{cases} S_2^2 \{\dot{Y}_k^2 - \dot{Y}_k Y_k\} + S_2 (2\ddot{Y}_k - \ddot{Y}_k \dot{Y}_k - \ddot{Y}_k Y_k) + \dot{Y}_k^2 - \ddot{Y}_k \dot{Y}_k = 0; \\ S_1 = -\frac{\ddot{Y}_k + S_2 \dot{Y}_k}{\dot{Y}_k + \dot{Y}_k S_2}, A_1, A_2 \in R. \end{cases}$$

Для критического аperiодического решения $Y(t) = e^{-St} (A_1 t + A_2)$ показатель затухания определится из кубического уравнения

$$S^3 Y + S^2 \dot{Y} - S \ddot{Y} - \ddot{Y} = 0.$$

Затухающие колебания в МС с кулоновым и турбулентным трением описываются, как известно [1, 5], соответствующими выражениями

$$Y(t) = (A - St) \sin(\omega t + \varphi),$$

$$Y(t) = \frac{A}{1 + AS t} \sin(\omega t + \varphi).$$

Если осуществлять измерения фазовых переменных \dot{Y} или Y в моменты времени, когда $Y_k = 0$ и $\sin(\omega t_k + \varphi) = 0$, а $\cos(\omega t_k + \varphi) = \pm 1$, то получим простые соотношения для определения параметра S указанных нелинейных МС. При этом знак плюс соответствует переходу положения равновесия снизу—вверх, а минус — переходу положения равновесия

сверху—вниз. В дальнейшем будем связывать знак с моментом времени t_1 первого измерения.

В системе с кулоновым трением будут справедливы для определения показателя диссипации следующие соотношения, оперирующие отсчетами только скоростей или только ускорений в указанные моменты времени:

$$S = \pm \{ \dot{Y}(t_1) - (-1)^h \dot{Y}(t_{1+h}) \} \frac{1}{\pi h} = \pm \frac{\dot{Y}(t_k) (t_{1+h} - t_1)}{2\pi h},$$

Здесь $t_{1+h} = t_1 + \frac{Th}{2}$; $h = 1, 2, \dots$; $T = 2\pi\omega^{-1}$; $\omega = \frac{\pi h}{t_{1+h} - t_1}$.

где ω — резонансная частота, определяемая минимумом по двум последующим отсчетам t_k для нелинейных МС обоих классов, $\omega = \frac{\pi h}{t_{1+h} - t_1}$.

Для МС с турбулентным трением показатель затухания может быть определен соотношением

$$S = \frac{\pm (-1)^h \omega \{ (-1)^h \dot{Y}(t_{1+h}) - \dot{Y}(t_1) \}}{\dot{Y}(t_1) \dot{Y}(t_{1+h}) (t_{1+h} - t_1)} = \frac{\pm \dot{Y}(t_{1+h}) \omega}{2\dot{Y}^2(t_{1+h})}.$$

В известных способах и устройствах оценка диссипации энергии в МС производится через один или несколько периодов затухающих колебаний по темпу убывания амплитудных значений. В силу того, что в этих областях ординаты колебаний имеют наименьшую скорость изменения, то возможны ошибки измерения амплитуд и моментов времени их достижения, расчета показателя S и декремента колебаний [1, 2]. Высокое быстродействие рассмотренных способов, минимум в два раза большее, чем у известных, позволяет за счет возможности увеличения числа отсчетов снизить и статистическую погрешность.

Для обеспечения помехозащищенности по отношению к импульсным помехам в отчетах и вариации законов распределения погрешностей в качестве оценок S и ω_0 целесообразно брать не среднеарифметические, а медианные значения отсчетов [5]. Используя предположение о линеаризации исследуемой МС в малой окрестности значений огибающей, назначая близкими по временной оси моменты отсчетов фазовых переменных в (2) и (3), получим возможность исследования МС с достаточно сложными диссипативными и упругими характеристиками.

Достигнутая помехозащищенность и оперативность методов, их реализация с помощью агрегированного комплекса измерений параметров вибрации и удара АГИВУ-3, микро-ЭВМ «Электроника-60» с программируемым АЦП позволили

осуществить контроль индивидуального состояния отдельных деталей и конструкций взлетно-посадочного устройства самолета, подшипника шпиндельного узла станка.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Пановко Л. Г. Основы прикладной теории колебаний и удара. Л.: Машиностроение, 1976.
2. Явленский К. Н., Явленский А. К. Вибродиагностика и прогнозирование качества механических систем: Л.: Машиностроение, 1983.
3. Приборы и системы для измерения вибраций, шума и удара: Справочник: В 2-х кн./Под ред. В. В. Клоева. М.: Машиностроение, 1978. Кн. 1.
4. А. с. № 1295254 СССР, МКИ 01 М7/00. Способ определения расхода энергии и собственной частоты линейной колебательной механической системы/В. К. Семелычев (СССР). — № 3983864/25—28; Заявлено 22.10.85; Оpubл. 16.04.87; Бюл. № 9.
5. Максимов В. П., Егоров И. В., Карасев В. А. Измерение, обработка и анализ быстропротекающих процессов в машинах. М.: Машиностроение, 1987.

УДК 620.178

Н. Ф. Богданов, В. А. Кузнецов

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТАЛОСТНЫХ ЯВЛЕНИЙ В КОНСТРУКЦИЯХ ВИБРОАКУСТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

С целью исследования усталостных явлений в материале проводились лабораторные испытания конструктивного элемента — тормозной тяги.

Если в свободно подвешенном теле возбудить каким-либо образом собственные колебания, то вследствие действия квазиупругой силы и силы трения эти колебания будут затухающими:

$$\chi = Ae^{-\delta t} \sin(\omega t + \varphi),$$

где A — начальная амплитуда; δ — коэффициент затухания; ω — циклическая частота; e — основание натуральных логарифмов.

Усталостные явления в материале конструкции будут сказываться; в первую очередь, на величине квазиупругой силы. По мере их развития должны изменяться коэффициент затухания

$$\delta = \frac{r}{2m}$$

и циклическая частота

$$\omega = \sqrt{\frac{k}{m} - \frac{r^2}{m^2}}$$

Здесь r — коэффициент сопротивления; m — масса тела; R — коэффициент квазиупругой силы.

Блок-схема виброметрической установки представлена на рис. 1. Пьезоэлектрический виброизмерительный преобразователь 1 (ВИП) ее соединен специальным коаксиальным кабелем с согласующим усилителем заряда 2, выход которого через аттенуатор 3 соединен с входом первого измерительного преобразователя 4. Блок фильтров калиброванный 5 позволяет выделить интересующую частотную область сигнала, поступающего с выхода первого измерительного преобразователя. Отфильтрованный сигнал подается на вход второго измерительного преобразователя 6. Регистрация и визуализация процессов осуществляется с помощью магнитографа 7, осциллографа 8, фотоаппарата 9. Блоки 1—6 представляют собой агрегатированный комплекс для измерения вибрации и ударов — (АГИВУ-3).

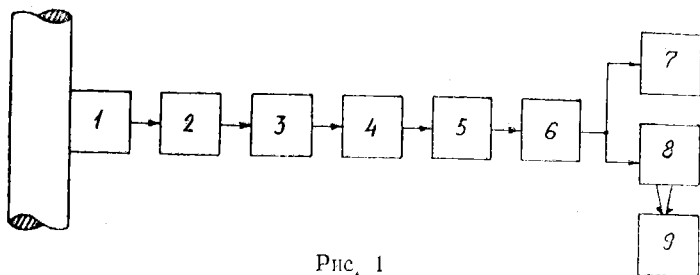


Рис. 1

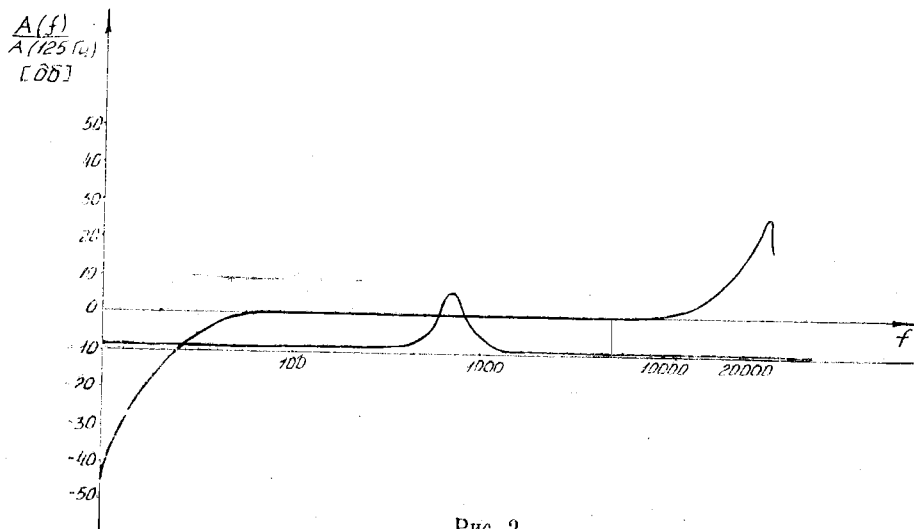


Рис. 2

На рис. 2 представлены амплитудно-частотные характеристики: а — АЧХ всего канала преобразования АГИВУ-3; б — АЧХ ВИП типа КД-35.

Тренировка образца тормозной тяги проводилась на испытательной машине МУП 50. На различных этапах тренировки с помощью осциллограмм затухающих колебаний определялись коэффициент затухания δ и циклическая частота ω . На рис. 3 представлены образцы осциллограмм: а—после 100 000 циклов нагружения; б — после 200 000 циклов нагружения.

Так как тормозная тяга и окружающая среда, включая нить подвеса, представляют собой диссипативную систему, то в ходе испытаний сохранялись неизменными система подвеса, система крепления ВИП, а также состав и расположение оборудования в помещении, где проводились испытания. Помещение отапливалось, колебания температуры не превышали $\pm 5^\circ\text{C}$ от номинальной $+20^\circ\text{C}$, влажность и атмосферное давление в нем не контролировались. Тренировка тормозной тяги осуществлялась методом циклического нагружения.

Частота растягивающего усилия 5,2 Гц, амплитуда колебаний 9—12 т. Виброакустическое диагностирование проводилось через каждые 10 000 циклов накачки до 50 000 нагружений, далее через 25 000 циклов до появления признаков разрушения тяги. Фильтр АГИВУ-3 настраивался на полосу пропускания 500 ÷ 1000 Гц. Динамический диапазон измерительного канала 37,5 дБ.

Объект (тормозная тяга) подвешивался на тонкой нити длиной 1810 мм. ВИП жестко крепился с помощью хомута в средней части тяги в плоскости наибольшей жесткости. Воз-

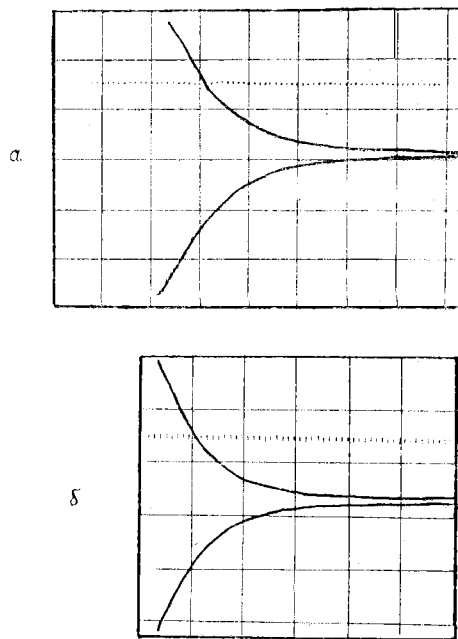


Рис. 3

буждение вибрации производилось с помощью специального ударника вручную.

Фильтрация в блоке *б* позволяла выделить собственную частоту колебаний системы. Процесс затухания колебаний регистрировался на магнитной ленте и фотопленке. Вторым каналом осциллографа использовался для нанесения меток времени. Обработка накопленного статистического материала проводилась с помощью ЭВМ.

В ряде случаев выявились известные закономерности возрастания коэффициента затухания и уменьшения циклической частоты в процессе накопления усталостных изменений. Так, например, один из объектов перед началом испытаний имел следующие значения коэффициента затухания и собственной частоты: $\delta = 1,72 \text{ с}^{-1}$; $f = 727 \text{ Гц}$. После 25 000 циклов накачки эти параметры изменились: $\delta = 3,8^{-1}$; $f = 719 \text{ Гц}$. При дальнейшей тренировке объект разрушился.

Предварительный анализ результатов испытаний показал возможность виброакустической диагностики элементов конструкций. Однако для того, чтобы рекомендовать метод к промышленному применению, необходимо осуществить проверку его работоспособности на различных элементах конструкции и накопление статистического материала, достаточного для более надежных выводов.

УДК 681.2:620.16

Ш. Ю. Исмаилов, М. И. Рева, О. В. Шакирова

ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ УСТАЛОСТНЫХ ПОВРЕЖДЕНИЙ МАШИНОСТРОИТЕЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ

В настоящее время ведутся интенсивные исследования по созданию измерительно-вычислительных систем (ИВС) для измерения накопленных усталостных повреждений (НУП) сложных машиностроительных конструкций в процессе их эксплуатации. Внедрение систем этого класса должно способствовать существенному снижению аварийности и повышению ресурса эксплуатируемой техники, например, в авиации до 45—60 тыс. летных часов [1].

Рассмотрим вопросы построения вычислительной подсистемы многоканальной ИВС, реализующей группу широко применяемых на практике счетных методов измерения НУП.

обобщенные математические модели которых представимы в виде следующих выражений:

$$F_1[x(t)] = F_s F_d F_\omega F_g F_c F_m [x(t)]$$

при измерении НУП в реальном масштабе времени, и

$$F_2[x(t)] = F_s F_d F_\omega F_g F_c F_m [x(t)]$$

при измерении НУП со сдвигом во времени.

Здесь $x(t)$ — процесс нагружения контролируемого элемента конструкции (зависимость механического напряжения от времени); F_m — оператор измерительного преобразования $x(t)$; F_s — оператор выделения локальных экстремумов процесса нагружения; F_c — оператор схематизации, в результате выполнения которого случайный процесс $x(t)$ приводится к эквивалентному по вносимому усталостному повреждению схематизированному процессу, для которого определено понятие цикла нагружения; F_ω — оператор приведения в общем случае несимметричных циклов нагружения схематизированного процесса к эквивалентным по вносимому усталостному повреждению симметричным циклам, для которых известна зависимость величины усталостных повреждений от амплитуды цикла; F_d и F_s — соответственно оператор вычисления и оператор суммирования усталостных повреждений, вносимых симметричными циклами нагружения; F_g — оператор формирования гистограмм распределения максимального x_{\max} и минимального x_{\min} амплитудных значений циклов схематизированного процесса.

Известно около 20 способов схематизации и порядка 10 видов операторов F_ω , F_d , выбор которых для измерения НУП определяется, в основном, объектом исследования [2, 3, 4]. Реализация оператора F_c заключается в выполнении логических операций над упорядоченным множеством локальных экстремумов процесса $x(t)$, а реализация операторов F_ω и F_d — в вычислении значений в общем случае нелинейных (степенных) функций.

Анализ возможных структур и средств построения рассматриваемой ИВС показывает, что к функциям ее вычислительной подсистемы целесообразно относить реализацию операторов F_c , F_ω , F_d , F_s и F_m , причем наибольшей пропускной способностью при инвариантности к виду операторов F_c , F_ω и F_d обладает вычислительная подсистема с аппаратно-программным преобразованием измерительной информации, сущность которой в следующем:

в случае измерения НУП в реальном масштабе времени оператор F_c выполняется программно, а операторы F_ω и F_d —

аппаратно-программно, путем обращения к запоминающему устройству, ячейки памяти которого хранят коды усталостных повреждений $D_0 = F_d F_\omega [x_{\max} \cdot x_{\min}]$, соответствующих выделяемым циклам схематизированного процесса;

в случае измерения НУП со сдвигом во времени операторы F_c, F_ω, F_d выполняются программно, а оператор F_g — аппаратно-программно с использованием запоминающего устройства, ячейки памяти которого хранят содержимое столбцов гистограммы распределения параметров x_{\max}, x_{\min} циклов схематизированного процесса.

Практическая реализация такой вычислительной подсистемы требует оценки погрешностей измерения НУП, обусловленных аппаратно-программным преобразованием измерительной информации, т. е. погрешности квантования входного сигнала вычислительной подсистемы, а также погрешностей квантования параметров x_{\max}, x_{\min} и величин D_0 , возникающих из-за конечного количества и конечной разрядности ячеек памяти запоминающего устройства.

Как показывают многочисленные экспериментальные исследования, в качестве математической модели процесса нагружения большинства машиностроительных конструкций может быть принят непрерывный стационарный эргодический нормальный случайный процесс [5, 6]. С учетом этого для оценки указанных погрешностей измерения НУП может быть использована следующая методика.

Нетрудно видеть, что погрешности квантования γ_1 и γ при измерении НУП со сдвигом во времени и в реальном масштабе времени в случае непрерывного по уровню входного сигнала вычислительной подсистемы представим в виде.

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \frac{D^* - D}{D} = \frac{k-1}{i_{i-1}} \frac{k_1-1}{j_{j-1}} \int_{0^{i_1}}^{q_{1j}+1} \int_{0^{j_2}}^{q_{2j}+1} \omega_c(y_1, y_2) dy_1 dy_2 - \\ & - \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} D_0(y_1, y_2) \omega_c(y_1, y_2) dy_1 \times \\ & \times dy_2 / \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} D_0(y_1, y_2) \omega_c(y_1, y_2) dy_1 dy_2, \quad (1) \\ \gamma &= \frac{D^{**} - D}{D} = \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_1 \gamma_2, \end{aligned}$$

где

$$\gamma_2 = \frac{D^{**} - D^*}{D} = \frac{\sum_{i=0}^{k_1-1} \sum_{j=0}^{k_1-1} D_{oij}^* - D_{oij}}{\sum_{i=0}^{k_1-1} \sum_{j=0}^{k_1-1} D_{oij}} \int_{q_{1i}}^{q_{1i+1}} \int_{q_{2j}}^{q_{2j+1}} \omega_c(y_1, y_2) dy_1 dy_2 /$$

$$/ \left(\sum_{i=0}^{k_1-1} \sum_{j=0}^{k_1-1} D_{oij} \int_{q_{1i}}^{q_{1i+1}} \int_{q_{2j}}^{q_{2j+1}} \omega_c(y_1, y_2) dy_1 dy_2 \right). \quad (2)$$

Здесь D — истинное значение НУП; D^* и D^{**} — результаты измерения НУП со сдвигом во времени и в реальном масштабе времени; k_1 — количество уровней квантования величины x_{\max} , x_{\min} ; $\omega_c(y_1, y_2)$ — плотность вероятности этих величин; q_{1i} и q_{2j} — уровни квантования x_{\max} , x_{\min} соответственно; D_{oij} — усталостное повреждение, соответствующее квантованным значениям $x_{\max} \in [q_{1i}, q_{1i+1})$, $x_{\min} \in [q_{2j}, q_{2j+1})$; D_{oij}^* — значение квантованной по k_2 уровням величины D_{oij} ,

$$D_{oij}^* = \frac{\max_{i,j} \{D_{oij}\}}{(k_2-1)} \operatorname{ent} \left(\frac{D_{oij}(k_2-1)}{\max_{i,j} \{D_{oij}\}} \right),$$

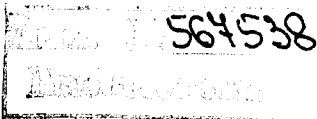
где $\log_2 k_2$ — разрядность ячейки памяти запоминающего устройства вычислительной подсистемы при измерении НУП в реальном масштабе времени.

Влияние погрешности квантования входного сигнала вычислительной подсистемы γ_3 на результат измерения НУП может быть оценено, например, следующим образом:

$$\gamma_3 = \frac{D^{***}}{D^*} = \frac{\sum_{i=0}^{k_1-1} \sum_{j=0}^{k_1-1} D_{oij}^* \int_{q_{1i}}^{q_{1i+1}} \int_{q_{2j}}^{q_{2j+1}} \omega_n(y_1, y_2) dy_1 dy_2}{\sum_{i=0}^{k_1-1} \sum_{j=0}^{k_1-1} D_{oij} \int_{q_{1i}}^{q_{1i+1}} \int_{q_{2j}}^{q_{2j+1}} \omega_c(y_1, y_2) dy_1 dy_2}, \quad (3)$$

где D^{***} — доля НУП, вносимых циклами нагружения, которые остаются невыделенными при схематизации квантованного по k_2 уровням в аналого-цифровом преобразователе процесса $x(t)$; $\omega_n(y_1, y_2)$ — плотность вероятности параметров x_{\max} , x_{\min} невыделенных циклов.

Очевидно, что величины погрешностей γ_1 , γ_2 , γ_3 зависят как от вида операторов F_c , F_w , F_d и способов квантования величин x_{\max} , x_{\min} и D_0 , так и от корреляционно-спектральных характеристик и соотношения случайной и детерминированной составляющих принятой модели процесса нагружения.



Наиболее часто употребляемым для характеристики процессов нагружения при исследовании усталости в настоящее время является показатель широкополосности ν , который определяется выражением [7]

$$\nu = \sqrt{1 - (n_0/n_c)^2},$$

где n_0 и n_c — среднее количество пересечений среднего уровня и среднее количество локальных экстремумов процесса нагружения в единицу времени.

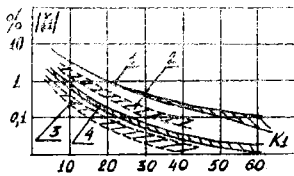
Для реальных процессов $\nu \in (0; 1)$, поэтому при оценке погрешностей $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ целесообразно рассматривать модели $x(t)$ с корреляционными функциями

$$R_1(\tau) = e^{-\omega_* |\tau|} (1 + \omega_* |\tau|),$$

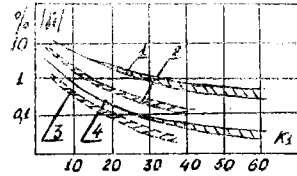
$$R_2(\tau) = e^{-\omega_* |\tau|} (\cos \omega_0 \tau + (\omega_* / \omega_0) \sin \omega_0 |\tau|),$$

которым соответствуют показатели широкополосности $\nu_1 \approx 0,84$ и $\nu_2 \approx 0,1$.

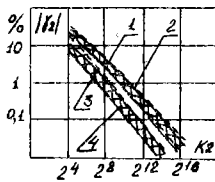
На рисунке приведены графики расчетных и экспериментальных зависимостей $|\gamma_1| = f(k_1)$; $|\gamma_2| = f(k_2)$, $k_1 = \text{const}$;



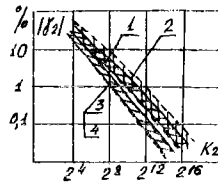
a



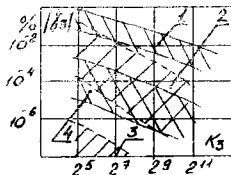
б



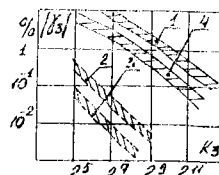
в



г



д



е

$|\gamma_3| = f(k_3)$, $k_1 = \text{const}$, имеющих место в случае схематизации по максимумам процессов нагружения с коррелированными функциями $R_1(\tau)$ и $R_2(\tau)$, когда осуществляется равномерное квантование величин x_{\max} , x_{\min} и D_0 ; случайная составляющая входного сигнала вычислительной подсистемы ограничена на интервале $[-3\sigma; +3\sigma]$ (σ — среднеквадратическое отклонение процесса нагружения); среднее значение процесса нагружения принадлежит интервалу $[0, 3\sigma]$, а в качестве операторов F_w и F_d используется формула Серенсена и степенная аппроксимация кривой Велера [3]

$$F_w [x_{\max}, x_{\min}] = x_w = (x_{\max} - x_{\min})/2 + \varphi(x_{\max} + x_{\min})/2,$$

$$F_d [x_w] = A(x_w)^m,$$

где φ , m и A — постоянные коэффициенты, зависящие от материала и конструктивных особенностей деталей машин и механизмов.

Экспериментальные оценки погрешностей γ_1 , γ_2 , γ_3 получены в результате статистического имитационного цифрового математического моделирования на ЭВМ преобразования измерительной информации в рассматриваемой вычислительной подсистеме.

Приведенные зависимости позволяют сделать вывод, что при указанных условиях преобразование измерительной информации с погрешностью, не превосходящей по абсолютной величине, например 1%, в общем случае с наименьшими аппаратными затратами обеспечивает вычислительная подсистема, в которой количество уровней квантования величин x_{\max} , x_{\min} (т. е. для данного способа схематизации — количество ячеек памяти запоминающего устройства) равно 32; разрядность ячеек памяти запоминающего устройства, хранящего коды D_0 , равна 16, а квантование входного сигнала вычислительной подсистемы осуществляется 12-разрядным аналого-цифровым преобразователем.

Очевидно, что при использовании соотношений (1), (2), (3) численными методами либо с привлечением цифрового математического моделирования можно оценить зависимости $\gamma_1 = f(k_1)$; $\gamma_2 = f(k_2)$, $k_1 = \text{const}$; $\gamma_3 = f(k_3)$, $k_1 = \text{const}$ для любых возможных видов операторов F_c , F_w , F_d при различных интервалах ограничения входного сигнала вычислительной подсистемы и при различных способах квантования величины x_{\max} , x_{\min} и D_0 .

Полученные таким образом оценки погрешностей измерения НУП позволяют разработать совокупность аппаратных и программных модулей быстродействующей вычислительной подсистемы ИВС, реализующей счетные методы с требуемой на практике точностью, а также определить принципы рационального комплексирования вычислительных подсистем ИВС данного класса.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Селихов А. Ф. Обеспечение ресурса конструкций: Опыт самолетостроения//Машинноведение. 1986. № 5. С. 11—18.
2. Методы схематизации процессов нагружения/С. С. Дмитриченко и др.//Тр. НАТИ. М., 1978. Вып. 195. С. 46—64.
3. Несущая способность и расчет деталей машин на прочность./С. В. Серенсен, В. П. Когаев, Р. М. Шнейдерович М.: Машиностроение, 1975.
4. Шапошников И. А. Механические испытания металлов. М.—Л.: Машгиз, 1954.
5. Гусев А. С., Нацшут А. Я., Рошин И. М. О выборе модели случайного процесса для описания нагруженности элементов машин//Статистические методы расчетов на прочность. Свердловск, 1971. Вып. 6. С. 3—7.
6. Kikukawa Makoto, Iono Masaniko, Mizoguchi Takao, the effects of power spectrum on the fatigue life under random loadings//Bull. JSME. 1971. Vol. 14. № 72. P. 601—602.
7. ГОСТ 23207-78 Сопротивление усталости. Основные термины, определения и обозначения. М., 1979.

УДК 620.178.3:519.246.87

И. И. Волков, В. П. Матровой

ПРИМЕНЕНИЕ АРСС-СПЕКТРАЛЬНОГО ОЦЕНИВАНИЯ ДЛЯ ОПЕРАТИВНОЙ ДИАГНОСТИКИ ДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Одним из важнейших факторов повышения технической надежности, а следовательно, и экономической эффективности машин и механизмов является внедрение методов и средств диагностирования. Бурное развитие вычислительной техники дало возможность оснастить узлы механизмов встроенными системами контроля их состояния, машинные агрегаты — автоматизированными системами диагностики на базе микроЭВМ и микропроцессоров, с помощью которых в реальном масштабе времени можно ставить диагноз на основании спектральных характеристик и тонкой структуры виброакустического сигнала [1].

Для создания таких систем необходимы методы и средства оперативного и адаптивного анализа упомянутых характеристик, алгоритмы, легко реализуемые на миниатюрных средствах вычислительной техники.

Известно, что характер виброакустических и других диагностических сигналов случайный, они подвержены влиянию помех, часто имеют короткие реализации [1]. Все это предъявляет повышенные требования к таким свойствам используемых методов анализа, как оперативность и статистическая достоверность результатов и которые все труднее удовлетворить с помощью классических методов.

Широко распространены в настоящее время современные методы диагностики, основанные на авторегрессионных и скользящего среднего (АРСС) моделях анализируемого случайного процесса, интерпретируемого как конечный временной ряд (ВР) [2, 3].

Отличительной особенностью предлагаемого подхода является то, что в качестве исходной используется АРСС-модель не ВР, а его автокорреляционной функции (АКФ) [4]:

$$R_m^m = -\sum_{k=0}^p \lambda_k \cdot R_{m-1}^m + \sum_{k=0}^{p-1} c_k \cdot \delta_{m-k}, \quad (1)$$

где λ_k, c_k для $k=0, 1, \dots, p$ — АР- и СС-параметры АРСС-модели порядка (p, p) ; δ_m — символ Кронекера.

Z-преобразование этой модели запишется таким образом:

$$R^m(z) = \sum_{m=0}^{\infty} R_m^m \cdot z^{-m} = \frac{\sum_{k=0}^{p-1} c_k \cdot z^{-k}}{\sum_{k=0}^p \lambda_k \cdot z^{-k}}. \quad (2)$$

Модель спектральной плотности мощности (СПМ), соответствующая функции (1), имеет вид

$$S_m^m = \frac{\Delta t}{2\pi} \left[\frac{\sum_{k=0}^p E_k(p) \cdot \cos(mk - \frac{\pi}{m}) - \frac{E_0(p)}{2}}{\sum_{k=0}^p A_k(p) \cdot \cos(mk - \frac{\pi}{m}) - \frac{A_0(p)}{2}} - c_0 \right], \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{где} \quad A_k(p) &= \sum_{\nu=k}^p \lambda_{\nu} \cdot \lambda_{\nu-k}; \\ E_k(p) &= \sum_{\nu=k}^p c_{\nu} \lambda_{\nu-k} + \sum_{\nu=k}^p \lambda_{\nu} \cdot c_{\nu-k}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Символ p , стоящий в скобках в (4) и далее, означает принадлежность величин конкретному значению порядка модели — p .

Таким образом, из (3) следует, что вычисление АРСС-оценки СПМ сводится к вычислению массивов $E_k(p)$ и $A_k(p)$ для $k=0, 1, \dots, p$ по оценкам АР- и СС-параметров и последующему вычислению их косинус-преобразования Фурье для каждого m то 0 до $M-1$, где M — заданный объем массива оценки СПМ. Заметим, что требуемый при этом объем массива оценки АҚФ зависит не от M и может быть значительно меньше его величины. Отметим также, что достоинство полученного алгоритма в том, что он применим для величин СС-параметров, вычисленных любым способом.

Из (3) ясно, что для вычисления оценки СПМ необходимо оценить порядок p , АР- и СС-параметры модели АҚФ. Можно показать, что задача определения оценок АР-параметров в принятом подходе сводится к решению известной модифицированной системы линейных уравнений Юла-Уоркера. Алгоритм решения этой системы получен с учетом того, что в нее входят не сами значения АҚФ, а их оценки R^*_{k} . В этом случае система примет вид [3]

$$\sum_{k=0}^p \lambda_{p-k} R^*_{m+k} = 0 \quad \text{для } m = 0, 1, \dots, p-1. \quad (5)$$

Решение этой системы следует из условия

$$\delta = \sum_{i=0}^j \left(\sum_{k=0}^p \lambda_{p-k} R^*_{k+i} \right)^2 = \min. \quad (6)$$

В этом случае была использована статистическая регуляризация. Эффект сглаживания при этом тем больше, чем больше параметр регуляризации j .

Так как δ является квадратичной формой относительно $\{\lambda_k\}$, то условие (6) будет обеспечено, если

$$\frac{\partial \delta}{\partial \lambda_{p-m}} = 0 \quad \text{для } m = 0, 1, \dots, p-1. \quad (7)$$

После подстановки в (7) выражения для δ из (6) была получена система уравнений, откуда после ряда преобразований выведены рекурсивные соотношения, дающие возможность вычислить оценки АР-параметров:

$$\lambda_v(p) = - \sum_{k=1}^v c_{p-k} \lambda_{v-k}(p-k) \quad \text{для } v = 1, 2, \dots, p. \quad (8)$$

Величины $c_{p-k}(p)$ вычисляются по формуле

$$c_{p-k}(p) = \frac{\Psi_{p-m}(p)}{\Psi_{p-k}(p-k)}, \quad (9)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{p-k}(p) &= \sum_{q=0}^{p-k} \gamma_{p-k-q}(p) \cdot \lambda_q(p-k) \\ \Psi_{p-k}(p-k) &= \sum_{q=0}^{p-k} \gamma_{p-k-q}(p-k) \cdot \lambda_q(p-k) \end{aligned} \right\} \text{ для } k=p, p-1, \dots, 1 \quad (10)$$

$$\gamma_k(p) = \sum_{v=0}^j R_{v+p}^* \cdot R_{v+k}^* \quad (11)$$

Для получения алгоритмов оценки СС-параметров можно использовать критерии, отражающие различные способы обеспечения метрологических требований к результирующей оценке. СС-параметры, определяемые в соответствии с критерием совпадения (классический подход) [3]

$$R_m^* = R_m^* \quad \text{для } m = 0, 1, \dots, p-1, \quad (12)$$

вычисляются по соотношениям

$$c_m = \sum_{v=0}^m \lambda_{m-v}^* \cdot R_v^* \quad \text{для } m = 0, 1, \dots, p-1 \text{ и } c_p = 0. \quad (13)$$

Наиболее распространенный в статистическом анализе критерий минимума среднеквадратической погрешности оценки анализируемой характеристики был положен в основу еще одного подхода к определению СС-параметров:

$$\delta = \sum_{m=0}^{\infty} (R_m^* - R_m^*)^2 = \min. \quad (14)$$

Получающиеся при этом уравнения удалось аналитически преобразовать и свести к соотношениям, позволяющим получить явные оценки СС-параметров:

$$c_k = \sum_{q=k}^{p-k} (\lambda_{q-k} \lambda_{q-k} \dots \lambda_{p-q+k} \lambda_{v+p-q}) \beta_v, \quad (15)$$

где

$$\beta_k = \sum_{m=k}^{N-1} h_{m-k} R_m^* \quad \text{для } k = 0, 1, \dots, p-1 \quad (16)$$

$$h_m = -\sum_{v=1}^p \lambda_v h_{m-v} \quad \text{для } m = 1, 2, \dots, N-1, h_0 = 1. \quad (17)$$

В соотношениях (16) и (17) значение N равно количеству отсчетов АКФ и удовлетворяет условию $N \Delta t \geq \tau_{k_{\max}}$, где $\tau_{k_{\max}}$ — максимальный интервал корреляции.

Были осуществлены аналитические и экспериментальные изыскания с целью оптимизации оценки АР-параметров в соответствии с критерием минимума финальной ошибки предсказания (ФОП-критерия) [5]:

$$\frac{\sum_{m=0}^{p+j} \sum_{v=0}^p (\sum_{\nu=0}^p \lambda_{\nu} \cdot R_{m-\nu}^{*} \dots \sum_{\nu=0}^{p-1} c_{\nu} \cdot \delta_{m-\nu})^2}{\sum_{m=0}^{p+j} R_{m}^{*2}} = \min. \quad (18)$$

Полученные из этого критерия соотношения для вычисления оценок АР-параметров полностью совпадают с (8), (9), (10) и (11). Кроме того, выяснилось, что полученные в ходе промежуточных вычислений величины $\Psi_{p-1}(p-1)$ адекватно отражают критерий (18).

Таким образом, в качестве меры адекватности модели может быть принята величина, называемая невязкой и вычисляемая по формуле

$$\varepsilon(p) = \frac{\Psi_{p-1} \cdot (p-1)}{\sum_{m=0}^{p+j} R_{m}^{*2}}. \quad (19)$$

Следует отметить, что приведенный критерий целесообразно использовать при диагностике новых, ранее не диагностируемых объектов. При диагностике известных классов объектов для определения диапазона изменения порядка модели с последующим уточнением конкретного значения в соответствии с критерием (19) эффективен метод экспертных оценок.

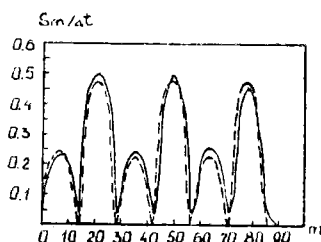
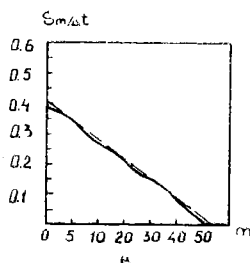
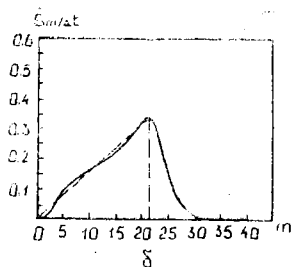
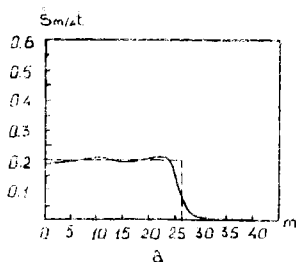
Результаты вычислительного эксперимента по исследованию предлагаемого подхода отражены на рисунке, где сплошной линией отображены графики оценок СПМ для аналитических моделей АКФ, теоретический вид СПМ для которых характерен и представлен на тех же графиках пунктиром. Значения параметров и невязок для разных моделей следующие: для а) $p = 4, j = 2, \varepsilon(p) = 0,01623$; для б) $p = 4, j = 2, \varepsilon(p) = 0,00139$; для в) $p = 4, j = 2, \varepsilon(p) = 0,09702$; для г) $p = 32, j = 95, \varepsilon(p) = 0,000017$.

Из приведенных примеров видно, что при надлежащем выборе порядка модели и параметра регуляризации можно добиться адекватной оценки СПМ.

Основными практическими достоинствами разработанных алгоритмов являются:

1) критерий оптимальности АР-параметров не требует специальных вычислений и носит метрологический характер. В перспективе использование введенных невязок позволит автоматизировать выбор порядка модели;

2) алгоритмы компактны и легко реализуемы посредством унифицированных процедур, что является залогом оптимальности последних в плане занимаемого объема памяти и быстродействия;



3) алгоритмы имеют четко выраженную блочную структуру, что делает более удобной их программную реализацию и, при необходимости, модификацию программного обеспечения.

Кроме того, применение предложенного подхода позволит решить ряд вопросов, важных для обеспечения технической диагностики:

1) осуществление оперативного контроля за состоянием диагностируемых объектов, их идентификацию посредством оценки СПМ входных и выходных сигналов;

2) параметризацию моделей спектральных характеристик, участвующих в формировании диагностических признаков, что дает возможность осуществить хранение информации о них в виде параметров их АРСС-моделей, организовав для этих целей малоёмкие базы данных и не только производить при этом оценку текущего состояния диагностируемых объектов или признаков, но и изучать динамику их поведения, используя как аналитические, так и экспериментальные методы исследования.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Виброакустическая диагностика зарождающихся дефектов/Ф. Я. Баллицкий, М. А. Иванова, А. Г. Соколова, Е. И. Хомяков; Под ред. М. Д. Гейкина. М.: Наука, 1984.
2. Бокс Дж., Дженкинс Г. Анализ временных рядов: Прогноз и управление. Вып. 1. М.: Мир, 1974.
3. Кэй С. М., Марпл С. Л., мл. Современные методы спектрального анализа//Обзор ТИИЭР. 1981. Т. 69. № 11. С. 5—52.
4. Волков И. И., Мартовой В. П. Алгоритмы адаптивного спектрального анализа для вибродиагностических машин и механизмов//Тез. докл. Всесоюз. науч. совещания «Проблемы вибродиагностики машин и приборов». М.: 1985. С. 67.
5. Современные методы идентификации систем: Пер. с англ./Под ред. П. Эйххофа. М.: Мир, 1983.

УДК 661.3:622.24

М. З. Кравец

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ СИСТЕМА ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ ОСЛОЖНЕНИЙ В ГЛУБОКОМ БУРЕНИИ

Для измерения расхода бурового раствора на входе скважины промышленность выпускает различные приборы, например, расходомер типа РГР-7, а для измерения выходного расхода Q в желобе создают подпор и в него врезают патрубок специальной формы, в котором находится тело обтекания, кинематически связанное с уравновешивающей подвижной системой.

Статическая характеристика такого расходомера имеет вид

$$\alpha = \alpha_0 + kQ\sqrt{\rho}, \quad (1)$$

где α — угол поворота подвижной системы; ρ — плотность на выходе скважин; α_0 , k — постоянные коэффициенты.

Основная погрешность при этом не превышает 2,5%.

Так как результат измерения расхода зависит от плотности жидкости, то необходима коррекция расходомера. Для измерения плотности используется пневмометрический плотномер, размещаемый в напорной емкости расходомера. При этом измерение плотности сводится к измерению перепада давления на двух измерительных трубках, погруженных в

жидкость на различную глубину при непрерывном продувании через них воздуха. Однако в реальных условиях буровой данный плотномер имеет низкую точность (основная погрешность 4%) вследствие влияния большого числа неконтролируемых факторов, вносящих как аддитивную погрешность, так и мультипликативную.

Основным источником мультипликативной погрешности является нестабильность коэффициента чувствительности дифманометра, а аддитивной — дрейф нуля дифманометра, потери давления в пневмолиниях и в измерительных трубках при барботаже. С целью исключения этих погрешностей в системе применяется тестовый способ повышения точности. Для реализации этого способа пневмометрический плотномер снабжен дополнительной измерительной трубкой (укороченной на величину h) и задатчиком перепада эталонного давления P_0 , которые подключаются электропневмоклапанами в цепь питания сжатым воздухом [2]. Тестовый алгоритм повышения точности измерения реализуется за 3 такта: основное измерение — работают основные измерительные трубки, аддитивный тест — работают основные измерительные трубки и задатчик эталонного перепада давления в минусовой пневмолинии и мультипликативный тест — работают длинная основная и дополнительные трубки.

Тестовый измерительный алгоритм имеет вид

$$\rho = -\frac{p_0}{gh} \left| \frac{y_i - y_{i+1}}{y_i - y_{i+2}} \right|, \quad (2)$$

где y_i — результат i -того такта измерения; $g=9,81$ м/с² — ускорение силы тяжести.

Как видно, он не критичен к дрейфу параметров ИП и постоянно объекта контроля только в том случае, если за время трех соседних тактов измерения параметры ИП и параметры пневмолиний, измерительных трубок, окружающей среды и контролируемой жидкости были неизменными.

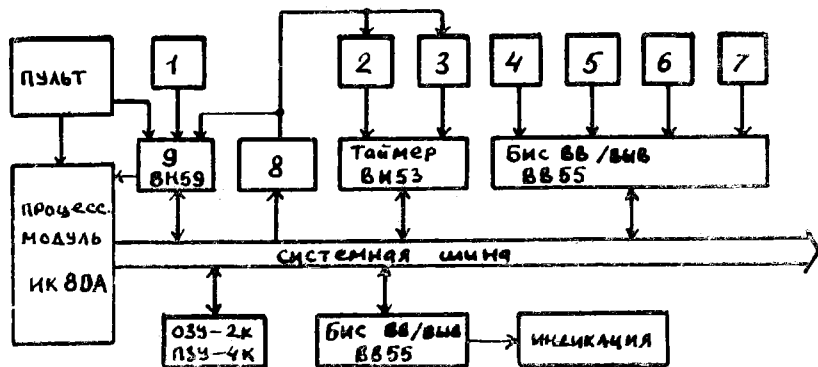
Погрешность измерения плотности определяется точностью измерения выходных сигналов дифманометра y_i , точностью задания тестовых воздействий P_0 и h и нелинейностью дифманометра. Для дифманометра типа Сапфир-22ДД класса 0,5 в диапазоне 800—2600 кг/м³ погрешность измерения плотности составляет 10 кг/м³ (0,6%) при точности измерения y_i 0,05% и точности поддержания тестовых воздействий на уровне 0,1 — 0,2%.

Предупреждение прихватов основано на распознавании затяжек и посадок буровой колонны при спуско-подъемных операциях (СПО) и своевременной их ликвидации. Критерии

и алгоритмы раннего обнаружения затяжек и посадок рассмотрены в работе [3]. Основными информативными параметрами для них являются вес и скорость перемещения буровой колонны, а также длина колонны и плотность жидкости в скважине, в качестве которой берется среднее значение плотности на входе и выходе скважины перед началом СПО.

Длина и скорость колонны подсчитываются по сигналам с датчика перемещения, устанавливаемого на вал буровой лебедки. В качестве датчика используется измерительный преобразователь круговых перемещений типа ВЕ-178 с импульсным выходом. Так как радиус навивки барабана лебедки переменный, показания датчика нуждаются в коррекции.

На рисунке показана структура системы предупреждения осложнений в глубоком бурении на микропроцессоре КР580. Эта система решает следующие задачи: автоматическое распознавание вида текущей технологической операции на буровой, проверка условий возникновения поглощений и флюидопроявлений при работе циркуляционной системы буровой, проверка условий возникновения затяжек и посадок при СПО, коррекция показаний датчика перемещения, реализация тестового алгоритма измерения плотности на входе и выходе из скважины. По запросу от оператора измерительная информация выводится на табло индикации. Последние три задачи реализуются в режиме прерывания.



Система содержит процессорный модуль на МП КР580ИК80А со схемами формирования системной шины, к которой подключаются все внешние модули (блок приоритетных прерываний на БИС КР580ВМ59, модуль ОЗУ-ПЗУ, модуль параллельного вывода и ввода на БИС КР580ВВ55,

программируемый интервальный таймер на БИС КР580ВИ53 и модуль управления тестовыми плотномерами). В систему также входят датчики 1—6, индикатор состояния, фиксирующий состояния органов управления — оперативной муфты, клинчев и тормоза, направление движения колонны, паличие давления и веса, блок индикации и пульт. По сигналу «СБРОС» с пульта происходит инициализация всех внешних модулей системы. БИС КР580ВВ55 в модуле вывода настраивается на вывод в асинхронном режиме, а в модуле ввода — на ввод в том же режиме. Модуль управления плотномерами реализован на программируемом интервальном таймере КР580ВИ53 и настраивается на режим формирования временной диаграммы переключения пневмоклапанов с длительностью такта 12 с, из которых 10 с на измерение, а 2 с — на задержку на переключение. БИС КР580ВИ53 предназначена для сопряжения пневмометрических плотномеров с процессорным модулем и настраивается на режим счета. Токовые сигналы с дифманометров, входящих в плотномеры 2 и 3, преобразуются в частотный сигнал, число периодов которого в течение 10 с подсчитывается счетчиком таймера. Проводимое таким образом интегрирующее аналого-цифровое преобразование позволяет отфильтровать высокочастотную составляющую погрешности пневмометрического способа измерения (пульсации давления при барботаже).

БИС КР580ВИ59 настраивается на реализацию трехуровневой системы векторных прерываний с фиксированными приоритетами. Высший приоритет имеет подпрограмма коррекции датчика перемещения, импульсы с которого подаются на вход старшего запроса на прерывание. Следующий приоритет за подпрограммой тестового алгоритма измерения плотности и далее — за подпрограммой вывода измерительной информации по запросу с пульта.

Сначала производится распознавание текущей операции на буровой по сигналам индикатора состояний. При механическом бурении, проработке или промывке формируются и анализируются критерии обнаружения поглощений и флюидопроявлений, а при спуске или подъеме загруженного элеватора проверяются критерии обнаружения затяжек или посадок буровой колонны. В результате на блок индикации через модуль вывода поступают коды аварийных состояний (или нормального режима, если нет аварий). Основная программа работы системы зациклена и может быть прервана импульсами с датчика перемещения, которые вызывают подпрограмму коррекции импульсов перемещения и, кроме того, обновление информации, связанной с перемещением — длины

колонны, глубины забоя, скорости движения колонны. Запрос на прерывание может прийти также от модуля управления плотномерами. Если прерывания в системе размещены, то по этому запросу производится ввод результатов текущего такта измерения плотности и расчет плотности по тестовому алгоритму. Основная программа работы системы и подпрограммы обработки прерываний записаны в перепрограммируемом постоянном запоминающем устройстве, входящем в состав модуля ОЗУ-ПЗУ (ОЗУ — 2 Кбайт, ППЗУ — 4 Кбайт). Объем программной памяти 3820 байт, время выполнения основной программы 45,2 мс при тактовой частоте 2 МГц.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Инструкция по раннему обнаружению газонефтепроводопроводов и их предупреждению РД 39-2-803-82. Миннефтепром, ВНИИКРнефть, 1983.

2. А. с. 1245942 СССР МКНГ01N9/26. Пневмометрическое устройство для измерения плотности жидкости/М. З. Кравец, В. П. Миронов, А. П. Страдымов, М. Т. Ахраров (СССР). — № 385090/24—25; Заявл. 01.02.85; Опубл. 23.07.86; Бюл. № 27.

3. Алиев Р. С., Орлов Ю. М., Миронов В. П., Кравец М. З. Технические средства контроля возникновения и раннего обнаружения захватов бурового инструмента: Обзорная информация. Вып. 2. М.: ВНИИОЭНГ, 1986.

УДК 681.326:612.766.1

С. В. Ашаев, А. В. Беляев, Г. Н. Яговкин

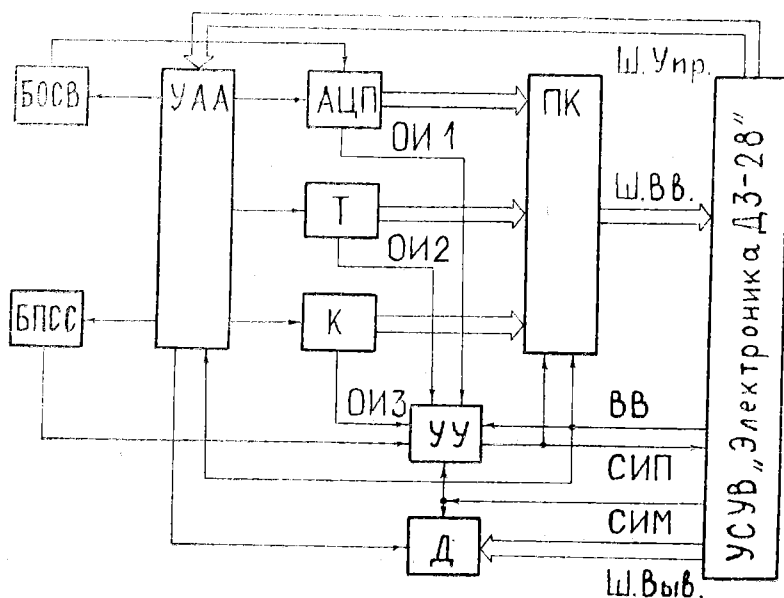
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ РАБОТОСПОСОБНОСТИ ОПЕРАТОРА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МИКРОЭВМ

Травмоопасность для человека в процессе труда определяется состоянием системы человек—машина (СЧМ). Нормальное ее функционирование в равной степени зависит от обоих элементов. Поэтому необходим постоянный контроль за каждым из них.

Система контроля за психофизическими характеристиками человека должна обеспечивать комплексную оценку состояния работоспособности человека (учитывать зрительное, физическое и умственное утомление), обладать достаточной точностью и достоверностью и малым временем измерения характеристик, быть простой в эксплуатации.

На базе разработанных устройств определения зрительного, физического, умственного утомления [1] с помощью микроЭВМ «Электроника ДЗ-28» и разработанного метода комплексной оценки работоспособности [1] построена информационно-измерительная система оценки работоспособности оператора, реализующая эти требования.

Блок-схема ИИС, представленная на рисунке, состоит из УСУВ «Электроника ДЗ-28», дисплея (Д), перекодировщика (ПК), клавиатуры испытуемого (К), таймера (Т), аналого-цифрового преобразователя (АЦП), устройства управления (УУ), устройства анализатора адреса (УАА), блока подачи световых сигналов (БПСС), блока определения силы и выносливости (БОСВ).



ИИС работает следующим образом. При опросе периферийных устройств (БОСВ, БПСС, Т, К) на шине управления (Ш. упр.) выставляется адрес опрашиваемого устройства. Сигнал готовности ввода—вывода (ВВ) переходит в единичное состояние и блокирует ответы опрашиваемых периферийных устройств. УАА дешифрирует код, поступающий с Ш. упр. и подает сигнал, разрешающий передачу информации с соответствующего периферийного устройства. Пусть

это будет БОСВ. Тогда аналоговый сигнал с БОСВ, соответствующий величине усиления, развиваемого испытуемым, поступает в десятиразрядный АЦП. Данные с АЦП, поступающие на ПК, сопровождаются сигналом «ответ источника» (ОИ1), который поступает на УУ. ЦК преобразует десятиразрядный код в две байтовые посылки. Первым передается старший байт, затем младший по шине ввода (Ш. вв.). Аналогично происходит передача данных с Т и К при выставлении на Ш. упр. соответствующего адреса. Данные от периферийных устройств сопровождаются сигналом «синхронмпульс периферии» (СИП) в соответствии с опрашиваемым устройством.

При выставлении на Ш. упр. адреса БПСС в поле зрения испытуемого подаются световые мелькания с частотой, соответствующей частоте посылок адреса БПСС по Ш. упр. Частота посылок (следовательно, и частота световых мельканий) увеличивается периодически через определенные промежутки времени (например через 3 с), задаваемые программой. Увеличение частоты происходит до критической — частоты слияния мельканий (КЧСМ). Затем по разработанной методике [1] производится измерение устойчивости ясного видения мельканий.

Полученные с периферийных устройств данные по разработанной методике комплексной оценки работоспособности [1, 2] обрабатываются на ЭВМ, и результаты выдаются на дисплей (Д). При выводе результатов на Д (можно использовать и другие устройства индикации) УСУВ «Электроника ДЗ-28» выставляют нулевой адрес на Ш. упр. и соответствующий код на шине вывода (Ш. выв.), при этом сигнал готовности ввода—вывода (ВВ) и синхронмпульс машины (СИМ) переходят в единичное состояние, по которому Д принимает данные и отвечает сигналом СИП.

Разработанная ИИС позволяет также исследовать объем внимания, его распределение и переключение. Тесты для такого исследования [2] задаются программно и высвечиваются на экране дисплея. Ответы испытуемого поступают с клавиатуры (К) и через ПК по Ш. вв. передаются в машину, где обрабатываются, и результат выдается на Д.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. **Беляев А. В., Ашаев С. Ю.** Комплексная оценка условий труда при оптимизации технологических систем//Автоматизированные моделирующие системы в технологических задачах. Куйбышев: Куйбышевск. политехн. ин-т, 1984. С. 166—170.
2. **Горшков С. И., Золина З. М., Мойкин Ю. В.** Методики исследования физиологии труда. М.: Медицина, 1974.

А. М. Косолапов, В. С. Мелентьев, В. С. Шуртов

ИИС ДЛЯ КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ МНОГОФАЗНЫХ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭНЕРГООБЪЕКТОВ

В настоящее время актуальной является задача создания автоматизированных средств поверки и контроля точности измерительных преобразователей и других средств измерения переменного тока класса точности 0,2.

В Куйбышевском политехническом институте разработана информационно-измерительная система (ИИС) для контроля точности измерительных преобразователей активной и реактивной мощностей, действующих значений тока и напряжения. ИИС (рис. 1) представляет собой систему активного

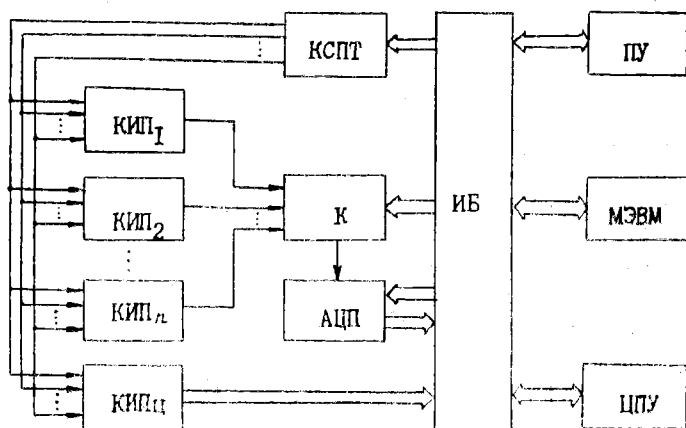


Рис. 1

типа, в которой в качестве устройства формирования воздействий используется многофазный калибратор сигналов переменного тока (КСПТ). Калиброванные сигналы с КСПТ подаются на один или несколько контролируемых измерительных преобразователей (КИП). Коммутатор (К) подключает аналоговые выходные сигналы с КИП к входу аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Код с АЦП через интерфейсный блок (ИБ) поступает в микроЭВМ. Если КИП имеет цифровой выход, то код с его выхода подается через ИБ в микроЭВМ, минуя К и АЦП.

Контроль состояния ИП осуществляется путем установления соответствия между измеренным КИП сигналом и заданной нормой. Для этого в микроЭВМ определяется разность между расчетным значением сигнала на выходе КИП при заданных параметрах сигналов КСПТ, хранимых в памяти микроЭВМ, и действительным значением выходного сигнала КИП. Эта разность соответствует погрешности преобразователя в данной точке шкалы. После контроля всех заданных точек шкалы определяется наибольшая погрешность ИП и принимается одно из двух возможных решений: КИП признается или годным или негодным. Если проверка закончена, то цифроречитательное устройство (ЦПУ) печатает протокол испытаний.

При одновременном контроле нескольких КИП микроЭВМ вычисляет и запоминает значения погрешностей в данной точке шкалы сразу для каждого из испытываемых устройств.

В разработанной ИИС установка значений токов и напряжений, фазовых сдвигов и частоты сигналов КСПТ производится по заданной программе.

Основной частью ИИС является программно-управляемый, многофазный цифроаналоговый КСПТ. С точки зрения применения в автоматизированных, высокопроизводительных системах наиболее перспективны калибраторы с двумя независимыми источниками напряжения и тока.

Структурная схема КСПТ для ИИС контроля трехфазных ИП переменного тока представлена на рис. 2. Калибратор содержит генератор опорной частоты (ГОЧ), устройство гальванической развязки (УГР), шесть генераторов синусоидального напряжения (ГСН)—ГСН1—ГСН6, три схемы формирования импульсов записи СФИЗ1—СФИЗ3 и шесть нормирующих преобразователей (НП), три из которых имеют выходы по напряжению НПН1—НПН3 и три — выходы по току НПТ1—НПТ3. Каждый ГСН, в свою очередь, содержит счетчик импульсов (СТ), синусный преобразователь код-напряжение (СПКН), устройство задания фазы (УЗФ) и регулируемый источник опорного напряжения (РИОН). Счетчик преобразует число-импульсный код, поступающий с ГОЧ в параллельный двоичный код, который затем преобразуется СПКН в синусоидальный сигнал. Амплитуда этого сигнала пропорциональна напряжению, формируемому РИОН, а частота сигнала пропорциональна частоте следования импульсов, вырабатываемых генератором опорной частоты. Устройства задания фазы формируют коды, соответствующие значениям начальных фаз синусоидальных сигналов.

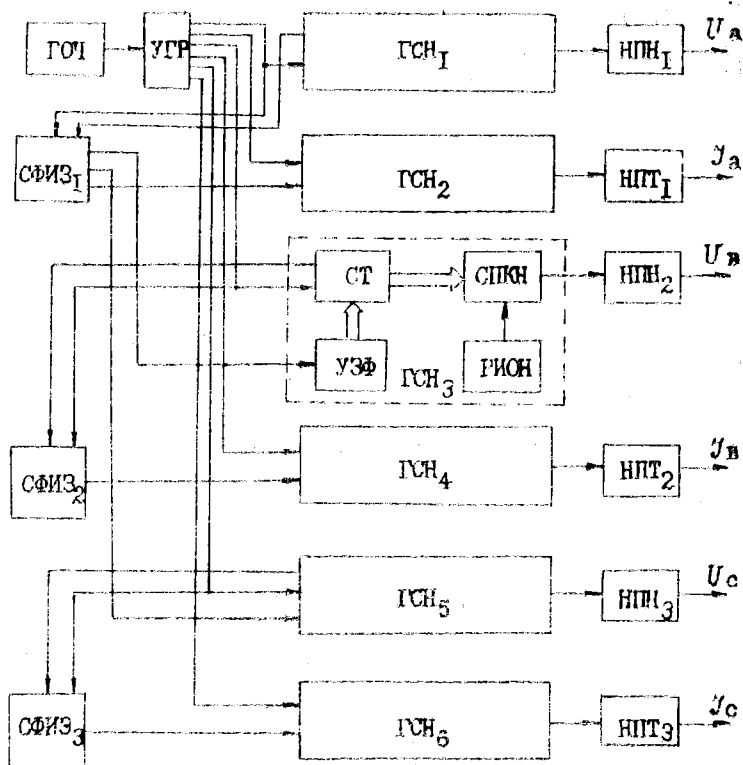


Рис. 2

Импульс записи фазы формируется в СФИЗ. Нормирующие преобразователи обеспечивают преобразование синусоидального напряжения с выходов ГСН в унифицированные напряжения и токи.

Наличие независимого источника питания у каждого канала ГСН—НП, а также гальваническое разделение импульсов записи фазы в СФИЗ и импульсов опорной частоты в УГР обеспечивают гальваническое разделение между выходными сигналами КСПТ.

В основе построения СПКН лежит принцип приближенного представления (аппроксимации) функции $\sin 2\pi X$ другими функциями, более удобными для воспроизведения и обеспечивающими заданную точность. Одним из наиболее рациональных способов приближения весьма широкого класса функций ступенчатыми функциями является приближение их конечными суммами ряда Фурье-Уолша.

Функция $\sin 2\pi X$ может быть представлена в окрестности точки $X_K = (2K+1) 2^{-n-1}$, где $K=0, 1, 2, \dots, 2^n-1$; n —число разрядов входного кода, рядом Тейлора

$$\begin{aligned} \sin 2\pi X = \sin 2\pi X_K - \cos 2\pi X_K \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^p \frac{(2\pi)^{2p-1}}{(2p-1)!} (X - X_K)^{2p-1} + \\ + \sin 2\pi X_K \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^p \frac{(2\pi)^{2p}}{(2p)!} (X - X_K)^{2p}. \end{aligned} \quad (1)$$

Функция $\sin 2\pi X_K$ задается с помощью ряда Уолша в точках X_K в следующем виде:

$$\sin 2\pi X_K = \sum_{i=0}^{2^{n-3}-1} \alpha_{8i+1} \text{wal}(8i+1; X_K) + \sum_{i=0}^{2^{n-3}-1} \alpha_{8i+5} \text{wal}(8i+5; X_K). \quad (2)$$

Вследствие того, что функция $\sin 2\pi X_K$ нечетная на интервалах $[0; 0,5]$ и $[0,5; 1]$, $3 \cdot 2^{n-2}$ коэффициентов α_i равны нулю. Так как $\cos 2\pi X_K = \sin 2\pi (X_K + 2^{-2})$, можно показать, что для X_K в интервалах $[0; 2^{-2}]$ и $[2^{-1}; 3 \cdot 2^{-2}]$

$$\cos 2\pi X_K = - \sum_{i=0}^{2^{n-3}-1} \alpha_{8i+1} \text{wal}(8i+1; X_K) + \sum_{i=0}^{2^{n-3}-1} \alpha_{8i+5} \text{wal}(8i+5; X_K);$$

для X_K в интервалах $[2^{-2}; 2^{-1}]$ и $[3 \cdot 2^{-2}; 1]$

$$\cos 2\pi X_K = \sum_{i=0}^{2^{n-3}-1} \alpha_{8i+1} \text{wal}(8i+1; X_K) - \sum_{i=0}^{2^{n-3}-1} \alpha_{8i+5} \text{wal}(8i+5; X_K).$$

Из приведенных соотношений следует, что ряд Уолша для $\sin 2\pi X_K$ может быть использован и для определения функции $\cos 2\pi X_K$. Второе слагаемое соотношения (1) на каждом участке аппроксимируется линейной зависимостью, а третье слагаемое — квадратичной зависимостью.

В разработанном СПКН [1] реализуется следующее приближенное соотношение, учитывающее по два первых числа под знаком сумм во втором и третьем слагаемых выражения (1):

$$\begin{aligned} \sin 2\pi (K 2^{-n} + j 2^{-n-m}) = \sin \pi (2K+1) 2^{-n} + \pi 2^{-n} (1 - \\ - \frac{0,75 \pi^2 2^{-2n}}{3!}) \times (j 2^{-m+1} - 1) \cos \pi (2K+1) 2^{-n} - \pi^2 2^{-2n} (\frac{1}{2!} \\ - \frac{0,8 \pi^2 2^{-2n}}{4!}) (j 2^{-m+1} - 1)^2 \times \sin \pi (2K+1) 2^{-n}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $j=0, 1, 2, \dots, 2^m-1$; m — число младших разрядов входного кода.

Функциональная схема СПКН приведена на рис. 3 [2]. СПКН содержит преобразователь кода в код ПКК, функциональные преобразователи код-напряжение ФПКН1 и ФПКН2, аналоговые сумматоры С1—С3, ключевую схему КС, цифро-аналоговые преобразователи ЦАП1 и ЦАП2.

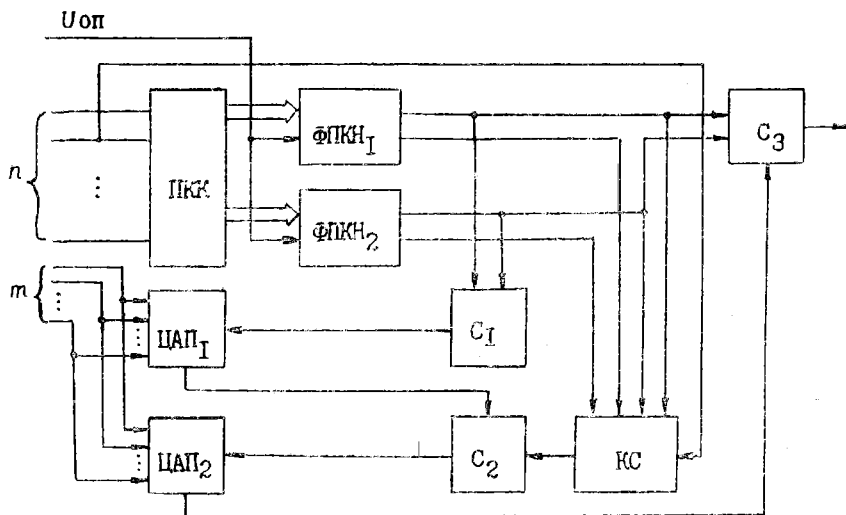


Рис. 3

Ряд (1), аппроксимирующий функцию $\sin 2\pi X$, задается на множестве двоичных наборов, определяемых старшими n -ми разрядами входного двоичного кода, поступающего с выхода счетчика. Шины этих разрядов соединены с входом ПКК, на выходе которого формируются функции Уолша. Умножение функций Уолша на коэффициенты α_i осуществляется в ФПКН1 и ФПКН2, которые имеют прямые и инверсные выходы. На выходе ФПКН1 формируется сигнал, пропорциональный первому слагаемому, а на выходе ФПКН2 — сигнал, пропорциональный второму слагаемому выражения (2).

На выходах сумматора С1 и ключевой схемы КС формируются напряжения, соответствующие значениям функций $\sin 2\pi X_K$ и $\cos 2\pi X_K$ в узлах интерполяции. С помощью ЦАП1 и ЦАП2 производится интерполяция согласно выражению (3). На выходе сумматора С3 формируется выходной синусоидальный сигнал, амплитуда которого пропорциональна значению опорного напряжения $U_{оп}$, поступающего с выхода

регулируемого источника опорного напряжения на входы ФПКН1 и ФПКН2.

Анализ погрешности аппроксимации функции $\sin 2\pi X$ зависимостью (3) при $0 \leq X < 1$ показал, что при $n = 6$ и $m = 8$ погрешность не превышает 0,003%.

ИИС имеет следующие основные параметры выходных сигналов:

диапазон изменения действующего значения тока (0—5) А;

диапазон изменения действующего значения напряжения (0—100) В;

основной диапазон частот (0—65) Гц;

класс точности задания мощности 0,02;

класс точности задания действующих значений тока и напряжения 0,05;

коэффициент гармоник в основном диапазоне не более 0,06%.

Особенностью ИИС является возможность формирования значений выходных токов и напряжений на нулевой частоте, т. е. на постоянном токе. Это позволяет осуществить самопроверку ИИС на постоянном токе, а также упрощает контроль работоспособности цифровых элементов системы по значениям токов и напряжений при формировании микроЭВМ логических тестов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Косолапов А. М. Аналого-дискретные измерительные устройства: Учеб. пособие. Куйбышев: Куйбышевск. политехн. ин-т, 1982.

2. А. с. 1124333 СССР, МКИ G06 G7/22. Синусный преобразователь /А. М. Косолапов, В. И. Земсков (СССР). — № 3613391/24-25; Заявл. 01.07.83; Опубл. 15.11.84; Бюл. № 42.

УДК 621.375.2

А. Н. Сапрыкин, А. А. Скотников

О ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАКТОВ СИСТЕМ ДЛЯ ПРОЧНОСТНЫХ ИСПЫТАНИЙ

Одним из основных путей повышения чувствительности измерительного тракта системы для прочностных испытаний является повышение коэффициента усиления сигналов тензометрического моста. Однако практическая реализация больших значений коэффициента усиления (10^5 и более) сопряжена с известными трудностями. Поскольку усилитель—элемент

высокочувствительный, усиливающий как очень малые полезные сигналы (десятки мкВ), так и собственные шумы и наводки, наличие паразитных обратных связей неизбежно приводит к самовозбуждению усилителя. Тщательная конструкторская проработка, введение коррекции, фильтров, применение раздельных для каждого каскада источников питания позволяют лишь отчасти ослабить действие указанных факторов и не исключают полностью опасности самовозбуждения усилителя. Поэтому часто на практике задача получения необходимых больших значений коэффициента усиления и соответственно чувствительности измерительного тракта труднореализуема.

Возможность устранения самовозбуждения, даже при самых больших реальных значениях коэффициента усиления, существует для тензоизмерительных мостовых цепей на импульсном питании. Известно, что после окончания переходных процессов импульсы в измерительной диагонали такого моста имеют плоскую вершину [1]. Это обстоятельство позволяет распределить во времени процесс усиления сигнала, несущего информацию. На рис. 1 представлена функциональная схема

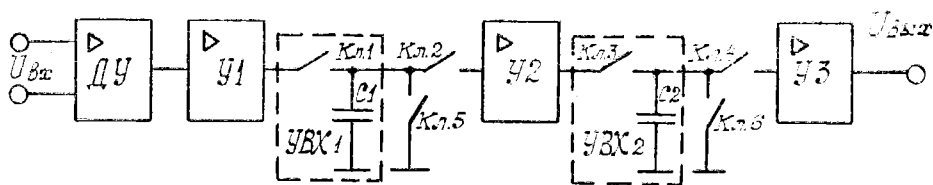


Рис. 1

усилительного устройства. Импульсный сигнал неравновесия моста преобразуется дифференциальным усилителем ДУ с несимметричным выходом. После окончания переходного процесса импульс, несущий информацию, имеет плоскую вершину (рис. 2, а). В исходном состоянии все управляемые ключи $Кл_1—Кл_2$ разомкнуты. На вход управления первого устройства выборки и хранения УВХ₁ поступает управляющий импульс (рис. 2, б), ключ $Кл_1$ замыкается и усиленное первым каскадом $У_1$ значение сигнала выделяется и запоминается на конденсаторе C_1 (рис. 2, в). После окончания управляющего импульса первый ключ $Кл_1$ размыкается и устройство выборки и хранения напряжения УВХ₁ переходит в режим хранения. С некоторой задержкой относительно момента размыкания первого ключа, необходимой для исключения влияния коммутационных процессов и образования сквозного канала усиления, управляющие импульсы (рис. 2, г, д) поступают на

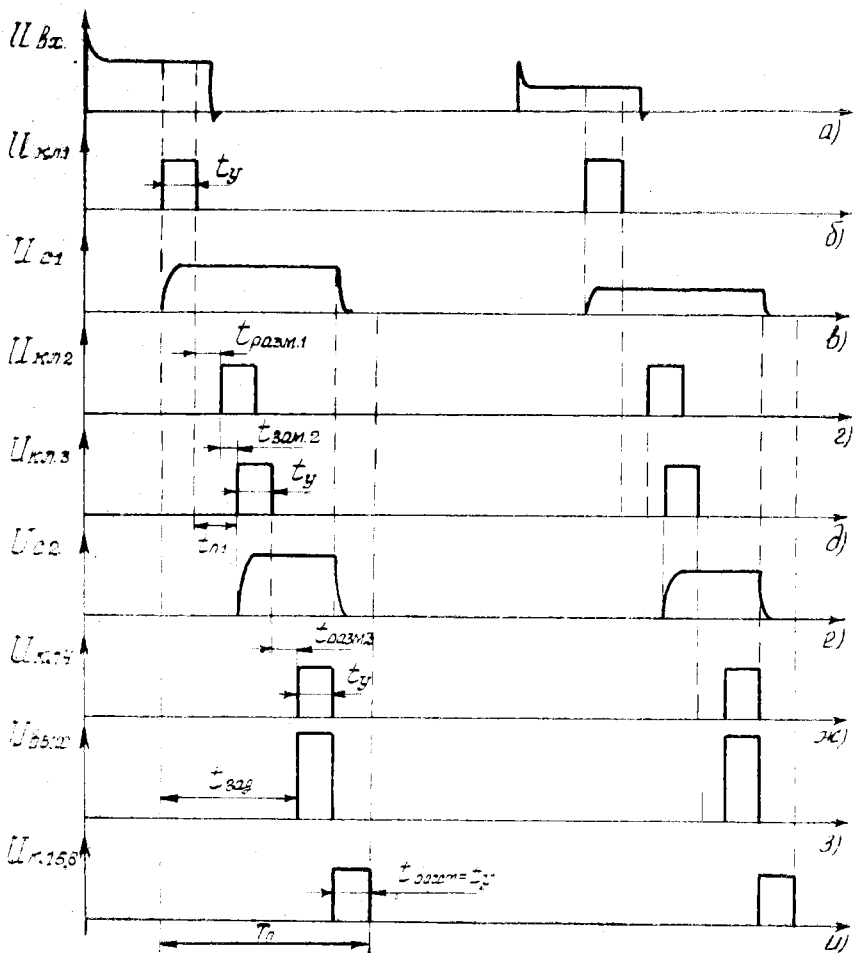


Рис. 2

входы управления второго и третьего ключей, вызывая их замыкание. Происходит дальнейшее усиление сигнала во втором каскаде $У_2$, выделение и запоминание его усиленного значения во втором устройстве выборки и хранения напряжения $УВХ_2$ на запоминающем конденсаторе C_2 (рис. 2, е) и т. д.

Выходной импульсный сигнал усилительного устройства (рис. 2, з) снимается с выхода третьего каскада $У_3$. После окончания этого импульса замыкаются пятый и шестой разрядные ключи $Кл_5$, $Кл_6$. На запоминающих конденсаторах C_1

и C_2 устанавливается нулевое напряжение (рис. 2, в, е) и после окончания импульса управления (рис. 2, и) усилительное устройство снова готово к работе.

В усилительном устройстве происходит задержка начала выходного сигнала усилителя относительно начала входного. Длительность задержки

$$t_{\text{зад}} = 2t_y + t_{п1} + t_{п2}, \quad (1)$$

где t_y — длительность импульсов, управляющих первым—четвертым ключами $K_{л1}$ — $K_{л4}$; $t_{п1}$ — длительность паузы между окончанием импульса, управляющего первым ключом $K_{л1}$, и началом импульса, управляющего третьим ключом $K_{л3}$; $t_{п2}$ — длительность паузы между окончанием импульса, управляющего третьим ключом $K_{л3}$, и началом импульса, управляющего четвертым ключом.

Для того, чтобы запоминающий конденсатор зарядился до напряжения сигнала, длительность импульса управления выбирается не менее длительности выборки устройства выборки и хранения напряжения: $t_y \geq \tau_v$ (т. е. не менее пяти постоянных времени заряда конденсатора).

Для исключения образования сквозного канала усиления и влияния выбросов во время коммутационных процессов в ключах длительность пауз

$$t_{п1} \geq t_{\text{разм1}} + t_{\text{зам2}}; \quad t_{п2} \geq t_{\text{разм3}}, \quad (2)$$

где $t_{\text{разм.1}}$, $t_{\text{разм.3}}$ и $t_{\text{разм.2}}$ — длительности размыкания и замыкания первого, третьего и второго ключей соответственно.

После окончания питающего мост импульса усилительное устройство снова будет готово к работе через промежуток времени

$$T_{п} = t_{\text{зад}} + t_{\text{восст}}, \quad (3)$$

где $t_{\text{восст}}$ — время восстановления, определяемое длительностью разряда запоминающих конденсаторов через замкнутые разрядные ключи,

$$t_{\text{восст}} \ll t_{\text{зад}}, \text{ поэтому } T_{п} \approx t_{\text{зад}}.$$

В идеальном случае при отсутствии ошибок, вносимых устройствами выборки и хранения напряжения, аналоговыми управляемыми ключами коэффициент усиления усилителя

$$K = K_{д.у.} K_1 K_2 K_3, \quad (4)$$

где $K_{д.у.}$, K_1 — K_3 — коэффициенты усиления дифференциального усилителя и первого—третьего каскадов соответственно.

В реальном случае устройства выборки и хранения напряжения, аналоговые ключи вносят определенные погрешности и выходное напряжение усилителя

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K_{\text{дл}} K_1 K_2 K_3 + U_{\text{ош}}. \quad (5)$$

Напряжение ошибки

$$U_{\text{ош}} = (U_{\text{ош1}} + U_{\text{ош2}}) K_2 K_3 + (U_{\text{ош3}} + U_{\text{ош4}}) K_3,$$

где $U_{\text{ош1}}—U_{\text{ош4}}$ — напряжения ошибок, вносимые устройствами выборки и хранения и аналоговыми ключами.

Из (5) следует

$$U_{\text{ош}} = U_{\text{вх}} K_{\text{дл}} K_1 K_2 K_3 (\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 + \delta_4), \quad (6)$$

где $\delta_1—\delta_4$ — относительные значения ошибок.

Суммарное относительное значение ошибки

$$\delta_{\text{ош}} = \sum_{i=1}^4 \delta_i.$$

Для уменьшения вносимых погрешностей устройства выборки и хранения должны иметь малое прямое прохождение сигнала в режиме хранения, малый уровень коммутационных помех, аналоговые управляемые ключи не должны иметь остаточного напряжения, значительных токов утечки в разомкнутом состоянии, сопротивление ключа в замкнутом состоянии должно быть минимально, полярность коммутируемого сигнала—любая.

Этим требованиям в наилучшей степени удовлетворяет аналоговый ключ на полевых транзисторах и операционном усилителе [2, с. 176, рис. 5.19, а]. В этой схеме практически полностью исключено влияние сопротивления ключа в замкнутом и разомкнутом состояниях. Применение покаскадного соединения полевых МОП-транзисторов позволило значительно, до -80 дБ ($0,01\%$), уменьшить коммутационную помеху, вызванную прохождением части сигнала управления через паразитную емкость затвор-сток в цепь стока [3, с. 407, рис. 6.54, а].

В устройствах выборки и хранения напряжения, реализованных на интегральной микросхеме КР1100СК2, прямое прохождение сигнала в режиме хранения составляет $-80...-90$ дБ ($0,01—0,0033\%$) [4, с. 369—370].

Дифференциальный усилитель, собранный по известной схеме на трех операционных усилителях К140УД8Б [3, с. 451, рис. 7.19], обеспечивает большое входное сопротивление и большой коэффициент ослабления синфазных помех. Остальные усилительные каскады реализованы на микросхемах серии

К140УД7. Коэффициенты усиления каскадов соответственно $K_{д\gamma} = 5$; $K_1 = 100$; $K_2 = 100$; $K_3 = 10$. Суммарный коэффициент усилителя $K = 5 \cdot 10^5$. Суммарное относительное значение ошибки $\delta_{\text{ош}} = 0,4\%$. Длительность импульсов управления $t_{\gamma} = 20$ мкс; длительности пауз $t_{\text{п1}} = t_{\text{п2}} = 15$ мкс; длительность задержки $t_{\text{зад}} = 50$ мкс; $T_{\text{п}} = 70$ мкс. Усилитель работает устойчиво, без возбуждения.

Таким образом, поэтапное усиление сигнала полностью устраняет возможность самовозбуждения усилителя, так как в каждый текущий момент времени работает лишь один усилительный каскад с относительно небольшим (порядка 100) коэффициентом усиления. Введение глубокой отрицательной обратной связи в каждом каскаде позволяет существенно ослабить влияние дестабилизирующих факторов, улучшить эксплуатационные характеристики усилительного устройства в целом. При этом получение весьма больших значений коэффициента усиления не требует применения каких-либо специальных мер для предотвращения возбуждения в усилительном тракте. Усилительное устройство с теми же свойствами можно реализовать на одном усилительном каскаде (рис. 3). Усиленный каскадом У сигнал поочередно фиксируется на конденсаторах C_1 и C_2 и через второй и четвертый

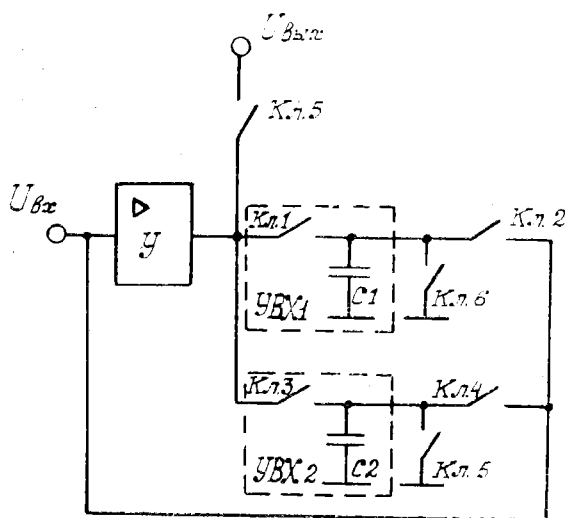


Рис. 3

управляемые ключи $Кл_2$, $Кл_4$ вновь подается на вход усилителя. После требуемого числа циклов усиления замыкается

пятый ключ $K_{\lambda 5}$, и сигнал поступает на выход усилителя. В остальной работе и свойства кольцевого усилителя аналогичны.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Цапенко М. П., Диковский Я. М. и др. Тензоизмерительная система для прочностных испытаний//Приборы и системы управления. 1976. № 1.
2. Алексеев А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых микросхем. М.: Радио и связь, 1985.
3. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т. 1: Пер. с англ. М.: Мир, 1983.
4. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы//Под ред. С. В. Якубовского. М.: Радио и связь, 1984.

УДК 681.142.36

В. В. Лизунов

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ СРЕДСТВА СТАТИСТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ОБЪЕКТОВ

Эффективность работы сложных информационно-измерительных систем (ИИС), к которым относятся и современные системы для рентгенофизических исследований материалов [1], зависит как от качества измерения первичной информации от объекта исследования, так и от качества применяемого аппарата обработки результатов измерений. При этом эффективность этапа обработки прямо зависит от таких параметров электронных блоков, которые принимаются известными только на основе теоретических предположений. Примером могут служить характеристики шумов на выходе рентгеновских детекторов различного типа. Технические и методические трудности при решении задач статистического контроля и диагностики таких объектов обусловлены часто нестационарностью характеристик и свойств самих объектов. При этом сам нестационарный процесс $x(t)$ на выходе устройства, как правило, можно описать моделью вида

$$x(t) = \overset{\circ}{x}(t) + \sum_{k=1}^N \alpha_k t^k, \quad (1)$$

где $\overset{\circ}{x}(t)$ — центрированный процесс; α_i — коэффициенты полиномиальной модели тренда процесса.

Нестационарный процесс подобного типа относится к классу так называемых случайных процессов со стационарными при-

ращениями, эффективным аппаратом для исследования свойств которых служит структурный анализ [2, 4]. Он основан на вычислении так называемых структурных функций (СФ) процессов.

СФ инвариантна к изменениям тренда процесса и функционально связана с характеристиками его спектральных свойств [5]. Аппарат СФ широко используется на практике и играет в теории и приложениях процессов типа (1) роль, аналогичную корреляционному анализу стационарных процессов. Однако вопросы прикладного структурного анализа в концепции ИИС до настоящего времени недостаточно полно проработаны. Анализ публикаций показывает, что методы и средства определения СФ, как правило, основывались на традиционном алгоритме: вычислении разности сигналов с последующим возведением ее в квадрат и усреднением [3, 4]. Для экспериментального определения СФ применяются как универсальные ЭВМ, так и специализированные устройства — структурные анализаторы. Традиционные алгоритмы оценки значений структурных характеристик требуют значительного числа операций обмена данными в системной магистрали ИИС и достаточно сложны в аппаратной реализации.

Анализ областей использования результатов структурного анализа [6] позволяет определить около 30 моделей СФ вида $\alpha\tau$, $\alpha\tau^{2/3}$, $\alpha_1 \ln(1 + \alpha_2\tau)$, $\alpha_1(e^{-\alpha_2\tau} + \alpha_2\tau - 1)$, $\alpha\tau^2$, $\alpha_1(1 - \cos\alpha_2\tau)$, $\alpha D''_x(0)$ ($D''_x(0)$ — 2-я производная СФ в «нуле») и т. д. Параметры α_1 , α_2 , α , как правило, являются конечной целью статистического анализа процессов вида (1) и функционально связаны с характеристиками объекта исследования. Поэтому целесообразно с помощью аппроксимативного подхода получить оценки параметров моделей СФ заданного вида. Приняв в качестве критерия минимум взвешенной среднеквадратической погрешности вида

$$\min \Delta = \int_0^{\infty} [D_x(\tau) - D_M(\tau, \bar{\alpha})]^2 \eta(\tau) d\tau, \quad (2)$$

где $D_x(\tau)$ — СФ процесса; $D_M(\tau, \alpha)$ — ее модель, определенная на множестве параметров $\alpha = \alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_m$, подлежащих оценке, можно синтезировать алгоритмы оценки параметров α в темпе эксперимента. Так, для модели СФ общего вида $D_M(\tau, \bar{\alpha}) = \alpha_0 D_{\min}(\tau, \bar{\alpha})$ получим решение (2) в виде

$$\left\{ \begin{aligned} \alpha_0 &= M\{x^2(t)\varphi_0(\bar{\alpha}) - 2x(t) \int_0^\infty x(t-\tau)h_0(\tau, \bar{\alpha}) d\tau + \\ &\quad + \int_0^\infty x^2(t-\tau)h_0(\tau, \bar{\alpha}) d\tau\}; \\ M\{x^2(t)\varphi_i(\bar{\alpha}) - 2x(t) \int_0^\infty x(t-\tau)h_i(\tau, \bar{\alpha}) d\tau + \\ &\quad + \int_0^\infty x^2(t-\tau)h_i(\tau, \bar{\alpha}) d\tau\} - \alpha_0 = 0. \end{aligned} \right. \quad (3)$$

Используя ортогональные модели СФ вида $D_m(\tau, a_k) = \sum_{k=0}^n a_k Q_k(\tau)$, где $Q_k(\tau)$ — ортогональные с весом $\eta(\tau)$ функции либо полиномы, можно упростить решение (3) и привести его к виду

$$a_k = M\{x^2(t)\varphi_k - 2x(t) \int_0^\infty x(t-\tau)H_k(\tau) d\tau + \int_0^\infty x^2(t-\tau)H_k(\tau) d\tau\}. \quad (4)$$

В алгоритмах (3), (4) значения $\{\varphi_0(\bar{\alpha}), \varphi_i(\bar{\alpha}), \varphi_k\}$, $\{h_0(\tau, \alpha), h_i(\tau, \alpha), H_k(\tau)\}$ определяются только видом выбранной модели СФ и весовой функцией и могут рассматриваться, соответственно, как функции преобразования преобразователей и импульсные характеристики линейных фильтров. Это дает возможность рассматривать (3), (4) как алгоритм синтеза соответствующих структурных анализаторов для случая оценки параметра линейной модели СФ в (3) и использования ортогональных полиномов Лагерра в (4). Блок-схемы алгоритмов представлены на рис. 1, 2.

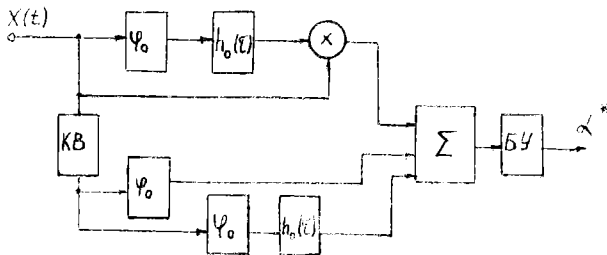


Рис. 1

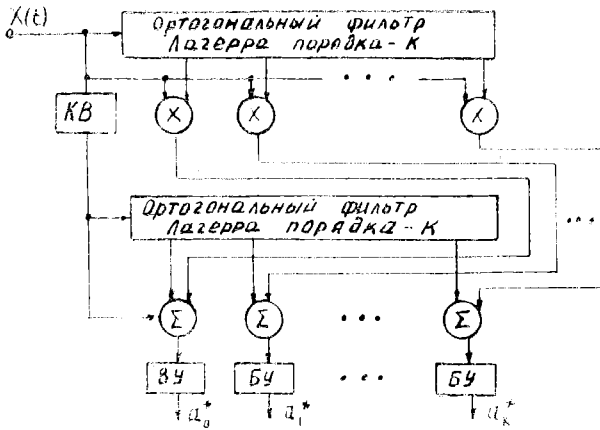


Рис. 2

Рассмотренный подход основан, по существу, на фильтровом анализе процессов (1) и предполагает оценку значений параметров моделей СФ первого порядка, так как повышение порядка СФ приводит к значительным аппаратным затратам. Возможным решением поставленных задач для случая СФ n -го порядка является использование циклического принципа анализа случайных процессов. Рекуррентный алгоритм оценки значений СФ n -го порядка можно записать в виде

$$D^n_N(\tau) = D^{n}_{N-1}(\tau) + \frac{1}{N} \{ [\Delta_n(t_N, \tau)]^2 - D^{n}_{N-1}(\tau) \}, \quad (5)$$

где $\Delta_n(t_N, \tau)$ — n -е приращение процесса, а $D^n_N(\tau)$ — значение СФ n -го порядка на N -м шаге вычислений. Техническая реализация (5) показана на рис. 3 и представляет, по суще-

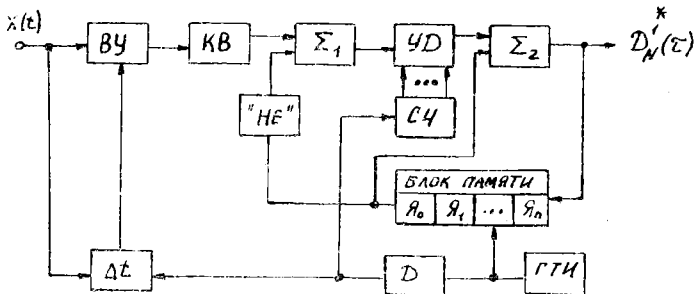


Рис. 3

ству, структурный анализатор циклического типа. На рис. 3 обозначены КВ — квадратор, ВУ — вычислитель, УД — управляемый делитель, Д — делитель. На основе (5) также можно строить структурные анализаторы реального времени для оценки как параметров ортогональных моделей СФ, так и значений самой СФ [7].

В заключение следует отметить, что рассмотренные алгоритмы предполагают также цифровую реализацию и могут быть запрограммированы на микровычислительных средствах экспресс-анализа нестационарных сигналов от диагностируемых объектов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. **Комяк Н. И., Межевич А. Н., Нахмансон М. С.** Автоматизированная рентгеновская аппаратура и методико-математическое обеспечение, предназначенные для проведения химических исследований//Тез. докл. IV Междунар. конф. по применению ЭВМ в химии и химическом образовании. Новосибирск, 1978.
2. **Яглом А. М.** Корреляционная теория процессов со случайными стационарными n -ми приращениями//Математический сборник, 1955. Т. 37. Вып. 1, С. 141—186.
3. А. С. 840924 СССР, МКН G 06G 16/36. Многоканальное устройство для вычисления структурной функции/Я. И. Николаичук (СССР). — № 2511508/18—24; Заявл. 27.07.77; Оpubл. 23.06.81; Бюл. № 23.
4. **Романенко А. Ф., Сергеев Г. А.** Вопросы прикладного анализа случайных процессов. М.: Сов. радио, 1968.
5. **Рытов С. М.** Введение в статистическую радиофизику. М.: Наука, 1976. Ч. 1.
6. **Лизунов В. В.** Вопросы использования прикладного структурного анализа при обработке измерительной информации/Куйбышевск. политехн. ин-т. М., 1984. Деп. в ЦНИИТЭИриборостроения 29.04.85, № 2851.
7. А. с. 1295424 СССР, МКН G 07—19. Устройство для определения структурной функции/В. И. Батищев, В. В. Лизунов (СССР). — № 39661445/24—2; Заявл. 09.10.85; Оpubл. 07.03.87; Бюл. № 9.

УДК 621.372.542

Р. Т. Сайфуллин

О РЕШЕНИИ ОДНОГО КЛАССА ДИАГНОСТИЧЕСКИХ ЗАДАЧ

Во многих случаях диагностические измерения дают косвенную информацию об измеряемой величине в виде интеграла или суммы по ее компонентам. Типичный пример — интегральные зависимости физических параметров от функций распределения частиц: в случае прямой связи между измеряемой и искомой величинами эффекты усреднения часто приводят к интегральным зависимостям. Например, влияние аппаратной функции приводит к уравнению типа свертки.

Основная масса диагностических задач относится к числу обратных. В самых разнообразных диагностических приложениях важную роль играет класс уравнений типа свертки. Это связано с широким использованием в измерительных задачах линейных однородных систем. В этих случаях схема измерений до большего числа диагностических экспериментов может быть представлена интегральными преобразованиями вида

$$\int_0^{\infty} A(x-\tau, \gamma) v(\tau) d\tau = y(x); \quad (1)$$

$$y(x) = g(x) + n(x).$$

Здесь результат измерения $y(x)$ интерпретируется как искаженный высокочастотной помехой $n(x)$ полезный квазидетерминированный сигнал $g(x)$ прибора, на вход которого поступает «истинный» сигнал $v(x)$. $A(x, \gamma)$ — аппаратная функция прибора, γ — параметр разрешения. При $\gamma \rightarrow 0$ $A(x, \gamma) \rightarrow \delta(x)$ ($\delta(x)$ — дельта-функция), следовательно, $y(x) \rightarrow v(x)$.

Как правило, при измерениях в присутствии помех обратная задача некорректна в смысле неустойчивости решения: малые погрешности исходных величин (помеха) приводят к значительным погрешностям в решении — восстановленном сигнале $\bar{v}(x)$. Решению некорректных задач посвящен ряд фундаментальных работ [1, 2]. Наибольшее распространение получили методы регуляризации, в которых исходная некорректная задача (1) заменяется корректно поставленной, но переформулированной, что однако затрудняет реализацию алгоритма на ЭВМ малой мощности. В работе особое внимание уделяется решению обратной задачи (1), эффективная реализация которой возможна на малых и микроЭВМ.

Применим преобразование Фурье к уравнению (1). Метод регуляризации А. Н. Тихонова и основывающиеся на нем методы предполагают получение восстановленного сигнала в виде

$$V(\omega) = \frac{A^*(\omega)}{L(\omega) + \alpha Q(\omega)} Y(\omega). \quad (2)$$

Здесь $V(\omega)$, $Y(\omega)$, $A(\omega)$ — соответственно Фурье-образы искомого решения, правой части и аппаратной функции; $L(\omega) = A(\omega) A^*(\omega)$, $A^*(\omega)$ — комплексно-сопряженная величина по отношению к $A(\omega)$; $Q(\omega)$ — заданная неотрицательная четная функция; α — параметр регуляризации, позволяющий получать сглаженные значения восстановленного сигнала.

Общая схема регуляризации уравнения (1) эквивалентна последовательному включению двух блоков: инверсного фильтра, компенсирующего влияние аппаратной функции, и регуляризирующего фильтра, обеспечивающего устойчивость решения. На практике управление одним параметром регуляризации α иногда бывает недостаточным. Представим себе, что оба блока можно заменить на некоторые распределенные системы [3]. В частотной области это соответствует дробным степеням частотных характеристик. Тогда (2) можно записать в виде

$$V(\omega) = \left[\frac{1}{A(\omega)} \right]^p \left[\frac{L(\omega)}{L(\omega) + \alpha Q(\omega)} \right]^p Y(\omega). \quad (3)$$

Выбор параметров $\sigma=1, \mu=0$ приводит к чисто инверсной фильтрации; $\sigma=\mu=1$ — к Тихоновской фильтрации (при $\alpha=1$ — к Винеровской фильтрации); $\sigma=1, \mu=1/2$ — к гомоморфной фильтрации. Варьирование набором этих параметров позволяет управлять качеством редукции.

Пусть

$$K(\omega) \stackrel{\text{def}}{=} \left[\frac{1}{A(\omega)} \right]^p \left[\frac{L(\omega)}{L(\omega) + \alpha Q(\omega)} \right]^p, \\ \int_{-\infty}^{\infty} |K(\omega)| d\omega < \infty.$$

Тогда $K(\omega)$ есть Фурье-образ некоторой функции $k(x)$. Следовательно, из (3) имеем

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} k(x) y(t-x) dx. \quad (4)$$

Таким образом, задача редукции сводится к преобразованию типа свертки исходного сигнала $y(x)$ с весом $k(x)$.

Для приближенного подсчета интеграла (4) воспользуемся следующими соображениями. Представим функцию $y(t-x)$ через интерполяционный многочлен Лагранжа $P_L^{(m)}(t, x)$ с узлами интерполяции в точках $x = mh, -(m-1)h, \dots, -h, 0, h, \dots, (m-1)h, mh$:

$$y(t-x) \cong P_L^{(m)}(t, x). \quad (5)$$

Здесь h — шаг сетки;

$$P_L^{(m)}(t, x) \sum_{j=-m}^m y(t-jh) \frac{(-1)^{m-j} \prod_{r=1}^m (x^2 - r^2 h^2)}{h^{2m} (m+j)! (m-j)! x^2 - j^2 h^2} (x^2 + jhx). \quad (6)$$

Подставляя (5) и (6) в (4), находим

$$v(t) = \sum_{j=-m}^m c_j^{(m)} y(t + jh), \quad (7)$$

где

$$c_j^{(m)} = \frac{(-1)^{m-j}}{h^{2m}(m+j)!(m-j)!} \int_{-\infty}^{\infty} k(x) \frac{P(x^2 - r^2 h^2)^{m-1}}{x^2 - j^2 h^2} (x^2 + jhx) dx.$$

Пусть $k(x)$ является четной функцией. Коэффициенты $c_j^{(m)}$ могут быть вычислены по четным моментам $k(x)$ следующим образом:

$$c_j^{(m)} = \sum_{k=1}^m B^{(m)}_{j,k} \frac{m_{2k}}{h^{2k}}, \quad (8)$$

где $B^{(m)}_{j,k}$ — константы.

Моменты m_{2k} функции $k(x)$ найдем дифференцированием $K(\omega)$:

$$m_{2k} = (-1)^k (k(\omega))^{(2k)} / \omega = 0.$$

Рассмотрим конкретный пример. Будем считать, что аппаратная функция прибора гауссовская:

$$A(x, \gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\gamma}} \exp \left[-\frac{x^2}{2\gamma} \right].$$

Следовательно,

$$A(\omega) = \exp \left[-\frac{\gamma}{2} \omega^2 \right].$$

Пусть $Q(\omega) = \omega^4$. Тогда моменты m_{2k} ($k=0, 1, 2, 3, \dots$) функции $k(x)$ будут определяться следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} m_0 &= 1; \\ m_2 &= -\gamma\sigma; \\ m_4 &= 3\gamma^2\sigma^2 - 24\mu\alpha; \\ m_6 &= 360\gamma\sigma\mu\alpha + 720\mu\alpha\gamma - 15\gamma^3\sigma^3. \end{aligned} \quad (9)$$

Восстановление сигнала производится в следующем порядке. Для выбранных значений параметров $\gamma, \alpha, \sigma, \mu$ по формулам (9) вычисляют моменты $m_0, m_2, m_4, m_6, \dots$. Для заданного значения шага сетки и выбранных значений m и γ по формуле (8) рассчитывают коэффициенты $c_j^{(m)}$. По формуле (7) получают восстановленный сигнал.

Наличие нескольких управляющих параметров требует создания итеративных систем, в которых исследователь может выбирать параметры в диалоговом режиме и получать серию решений, из которых выбирается наилучшее. Собственно обработка сигналов и построение решения могут производиться на ЭВМ малой мощности. Последнее обстоятельство очень важно для автоматизации диагностического эксперимента.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1986.
2. Тихонов А. Н., Гончаровский А. В., Степанов В. В., Ягола А. Г. Регуляризирующие алгоритмы и априорная информация. М.: Наука, 1983.
3. Василенко Г. И., Тараторин А. М. Восстановление изображений. М.: Радио и связь, 1986.

УДК 681.518:629.12.001.57

В. С. Баскаков

ИИС КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ПОДВИЖНЫХ МОДЕЛЕЙ

Важным, но трудоемким этапом разработки новых транспортных средств является экспериментальное исследование моделей разрабатываемых конструкций. Оно проводится с целью измерения различных параметров движения, а также сил и моментов, воздействующих на движущуюся модель. Одним из путей повышения эффективности подобных исследований является автоматизация измерений с использованием информационно-измерительных систем (ИИС).

При испытаниях подвижных моделей их поведение характеризуется совокупностью физических параметров P (сил, перемещений, моментов, ускорений и т. д.), информацию о которых представляют в виде электрических сигналов, являющихся случайными функциями времени $x_1(t)$, $x_2(t)$, ... $x_k(t)$. При этом возникают задачи регистрации отдельных реализаций информационного процесса и определения оценок таких числовых характеристик плотности распределения вероятностей, как математическое ожидание и мощность:

$$\overline{x_k(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T x_k(t) dt; \quad (1)$$

$$\overline{x_k^2(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T x_k^2(t) dt. \quad (2)$$

Основная приведенная погрешность измерения мгновенных значений исследуемых параметров должна быть равна 5%, а приведенная погрешность определения их числовых характеристик — 1,5%.

Рассмотрим случай измерения перечисленных характеристик нецентрированного нормального стационарного эргодического сигнала $x(t)$ с равномерной плотностью мощности в диапазоне $0—F_x$:

$$S_x(\omega) = (\sigma_x^2/F_x) + (\bar{X})^2,$$

где F_x — верхняя частота спектра, $F_x = 100$ Гц; \bar{X} — математическое ожидание, $\bar{X} = (0,5 \div 0,7) X_m$; σ_x — среднеквадратическое значение сигнала $x(t)$, $\sigma_x = 0,1 X_m$.

Структурная схема ИИС подвижной модели для случая измерения одного параметра приведена на рис. 1. В ней можно выделить две подсистемы: мобильную 1 и стационарную 2. Передача информационных сигналов от мобильной подсистемы к стационарной осуществляется по проводной линии с ограниченной полосой пропускания ($f_{\text{л}} \leq 10 \cdot 10^3$ Гц), подверженной воздействию помех.

Анализируя известные методы построения телеизмерительных систем, можно сделать следующие выводы.

1. Низкая помехоустойчивость аналоговых систем интенсивности и систем с амплитудной модуляцией [1] не позволяет применить их в рассматриваемой ИИС, где среднеквадратическое значение помехи может составлять 10% от амплитуды полезного сигнала в линии связи ($\sigma_n/U_m = 0,1$). Согласно ГОСТ 16521-74 дополнительная погрешность от помех в этих условиях не должна превышать половины основной, что не обеспечивается при измерении мощности сигнала.

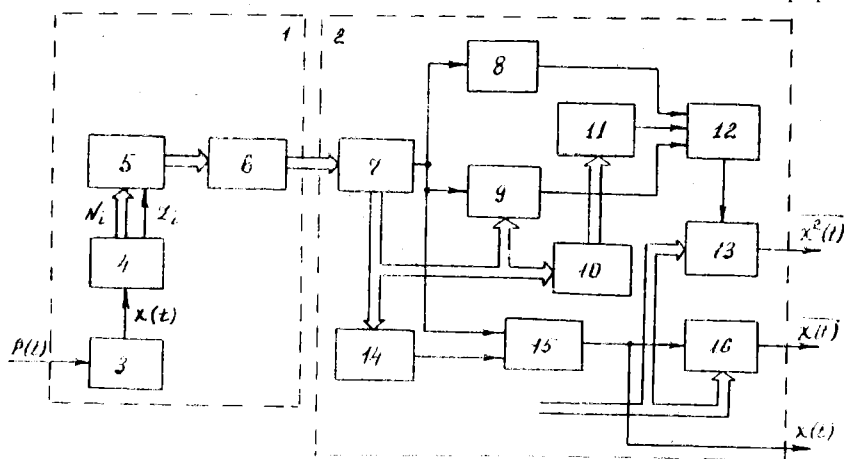
2. Частотные и импульсные системы, обладая высокой помехоустойчивостью, предполагают применение более широкополосной линии связи. У частотных систем несущая частота $f_0 (12—14) 10^3$ Гц оказывается больше граничной частоты проводной линии связи, амплитудно-частотная характеристика которой существенно нелинейна в полосе частот ЧМ-сигнал. У импульсных систем частота дискретизации, необходимая для обеспечения достаточной точности восстановления информационного сигнала, оказывается большей, чем предельно возможная при указанном уровне помех.

3. Использование наиболее помехоустойчивых цифровых методов передачи информации также предполагает применение линии связи с широкой ($f_{\text{л}} \approx 100 \cdot 10^3$ Гц) полосой пропускания, либо нескольких низкочастотных линий (передача в виде параллельных кодов).

Необходимо указать, что во всех перечисленных системах при нелинейной обработке сигнала в соответствии с выражением (2) необходимо применять квадратирующие блоки, погрешность которых определяет нижний предел инструментальной погрешности определения мощности.

Отмеченные недостатки рассмотренных методов вынуждают применить в ИИС подвижных моделей аналого-дискретную (композиционную) форму передачи, представления и обработки информационных сигналов. По своей сути этот метод передачи схож с дискретно-разностным [2]. Различие в том, что наряду с дискретными сигналами по линии связи передается также аналоговый сигнал, пропорциональный текущему значению «шума квантования» [3]. При этом удается в 2—3 раза уменьшить разрядность передаваемого кода по сравнению с цифровыми системами и значительно снизить требования к метрологическим характеристикам блоков нелинейной обработки информации.

Преобразование информационного сигнала в ИИТ показано на рисунке. Выходной аналоговый сигнал $x(t)$ с выхода датчика 3 поступает на вход аналого-дискретного квантователя 4, на выходах которого формируются два сигнала: аналоговый $z_i(t) = x(t) - X_i$ и код N_i , соответствующий номер i опорного сигнала X_i , которые в совокупности являются инфор-



мационным сигналом, представленным в аналого-дискретной (композиционной) форме. Сигналы $z_i(t)$ и $N_i(t)$ подаются на входы согласующего блока 5, к выходу которого подключена линия связи, и в стационарную подсистему на входы приемно-согласующего устройства 7. На выходе последнего дей-

ствуют сигналы $z_i(t)$ и $N_i(t)$, являющиеся общими для трёх каналов измерения: среднего значения $\overline{x(t)}$, мощности $\overline{x^2(t)}$ и мгновенного значения сигнала $x(t)$. Частотные свойства сигнала, представленного в композиционной форме, могут быть оценены по функции спектральной плотности мощности $G_z(f)$ аналоговой части $z_i(t)$ и по средней частоте $\overline{f_k}$ переключений опорных сигналов. Можно показать, что в рассматриваемом случае указанные характеристики будут иметь вид соответственно [4]

$$G_z(f) = \frac{\beta \sigma_x^2}{4\pi^2 F_x} \sqrt{3\beta/2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^3} \exp\left(-\frac{3\beta f^2}{8n^2\pi^2 F_x^2}\right); \quad (3)$$

$$\overline{f_k(d)} = \frac{2F_x}{\sqrt{3}} \sum_{i=1}^{d/2} \exp\left[-\frac{1}{2} \left| \frac{(2X_m(i-1)/d) - \bar{X}}{\sigma_x} \right|^2\right], \quad (4)$$

где d — коэффициент расширения, $d = X_m / (X - X_i)_m$; β — глубина квантования, $\beta = (X_m / \sigma_x d)^2$.

Преобразование сигналов в стационарной подсистеме [5] в канале измерения мощности производится в соответствии с соотношением

$$[x(t) - X_i]^2 + 2X_i [x(t) - X_i] + X_i^2, \quad (5)$$

в каналах измерения среднего мгновенного значения — в соответствии с соотношением

$$[x(t) - X_i] + X_i = x(t). \quad (6)$$

Положим известными погрешности отдельных функциональных блоков ИИС (см. рис. 1). Тогда соотношение для приведенной погрешности квадратурования будет иметь вид [5]

$$\gamma = 2\gamma_1/d + \gamma_2/d^2 + 2\gamma_3(d-1)/d^2 + \gamma_4 \left(\frac{d-1}{d}\right)^2 + \gamma_5, \quad (7)$$

где обозначены следующие приведенные погрешности: γ_1 — погрешность формирования аналоговой разности $z_i(t)$; γ_2 — погрешность квадратора δ ; $\gamma_3, \gamma_4, \gamma_5$ — погрешности ЦАП9, ЦАП11 и сумматора 12 соответственно.

Соотношения (3), (4), (7) позволяют обоснованно подойти к выбору полосы пропускания линии связи, метрологических характеристик блоков схемы и доказывают ослабление погрешности γ_1 в $d/2$ раз, а погрешности «узкодиапазонного» квадратора в d^2 раз. По аналогии можно показать, что в каналах измерения мгновенного и среднего значений сигнала погрешность γ_1 ослабляется в d раз.

Выводы

Рассмотрены особенности применения метода кусочно-полиномиальной аппроксимации при воспроизведении квадратичной и линейной функций преобразования в случае, когда возникает необходимость передачи информационных сигналов по каналу связи.

Аналого-дискретное представление сигналов позволяет децентрализовать процесс переработки информации, согласовать частотные характеристики сигналов с полосой пропускания линии связи. формы представления информации при ее передаче и нелинейной обработке.

Доказано существенное ослабление погрешности узкодиапазонного квадратора в инструментальной погрешности нелинейного преобразования. Расчеты показывают, что при $\gamma_2 = 5\%$ и $d = 16$ результирующая погрешность квадратирования может быть равна $0,05\%$ [5].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Новоселов О. Н., Фомин А. Ф. Основы теории и расчета ИИС. М.: Машинностроение. 1980.
2. Ильин В. А. Телеуправление и телезамерение. М.: Энергоиздат, 1982.
3. Темников Ф. Е., Афонин В. А., Дмитриев В. И. Теоретические основы информационной техники: Учеб. пособие для вузов. — 2-е изд. М.: Энергия, 1979.
4. Тихонов В. Н. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982.
5. Косолапов А. М., Баскаков В. С. Метод улучшения метрологических характеристик степенных преобразователей//Изв. вузов. Приборостроение. 1977. № 11. С. 15—18.

УДК 615.471.03:616.12-073.9(

С. В. Головкин

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ КАРДИОИНТЕРВАЛОВ В ИИС МЕДИЦИНСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Одним из наиболее перспективных направлений в создании медицинских информационно-измерительных систем (ИИС) оценки функционального состояния человека является разработка методов, основанных на регистрации и обработке электрокардиосигнала (ЭКС), несущего диагностическую информацию о функционировании сердечно-сосудистой системы и организма в целом. Информационно значимым параметром ЭКС в случае определения функционального состояния

человека при действии различных стрессовых факторов является длительность кардиоинтервалов, представляющая собой промежуток времени между соседними сокращениями сердца, определяемый как длительность интервала времени между R -зубцами ЭКС [1, 2].

При создании ИИС медицинского назначения большое внимание уделяется вопросам повышения помехоустойчивости измерений, так как регистрация ЭКС происходит в условиях помех большой интенсивности. Эти помехи обусловлены биоэлектрическими процессами в тканях в области расположения электродов (электромиограммой, поляризационными потенциалами), функционированием электро медицинской аппаратуры (электростимуляторов, электрохирургических инструментов), внешними электрическими полями (фоном сети, искровыми разрядами). Поэтому при измерении кардиоинтервалов необходимо применять методы повышения помехоустойчивости, основанные на различиях временной, спектральной и корреляционной характеристик R -зубца и помех.

Так как помехи, сопровождающие съем ЭКС, являются аддитивными, не зависят от сигнала, и появление их в любой момент времени равновероятно, то повышение помехоустойчивости обнаружителей R -зубца ЭКС может быть достигнуто прогнозированием времени появления очередного R -зубца и введением в состав обнаружителей временного селектора, отпирающего выход обнаружителя на время, в течение которого наиболее вероятно появление R -зубца ЭКС.

Для прогнозирования длительности кардиоинтервалов разработан ряд математических моделей: авторегрессионная [3], марковская [4], модели, использующие спектральный и автокорреляционный подходы. Основной недостаток моделей первых двух типов — необходимость проведения довольно сложных математических операций в реальном масштабе времени. В случае регистрации синусового ритма, являющегося основным диагностическим параметром при решении поставленной задачи, прогнозирование величины текущего кардиоинтервала целесообразно проводить с использованием автокорреляционного метода, в соответствии с которым связь между предыдущим и последующим кардиоинтервалами устанавливается на основании априорных данных о синусовом ритме сердца. Тогда задача повышения помехоустойчивости измерений сводится к выбору величины защитного интервала, когда невозможно появление R -зубца ЭКС, и к выбору величины интервала анализа, когда наиболее вероятно его появление.

В работе [5] задача повышения помехоустойчивости решается путем выбора длительности защитного интервала. При этом длительность интервала анализа принимается постоянной и равной величине, при которой гарантируется попадание в него следующего R -зубца ЭКС во всем диапазоне длительностей регистрируемых кардиоинтервалов, т. е. исходя из максимально возможной их длительности. Жесткая фиксация величины интервала анализа приводит к тому, что при пропуске R -зубца ЭКС его длительность оказывается неоправданно большой, а это приводит к снижению помехоустойчивости в широком диапазоне измерения длительностей кардиоинтервалов.

Известно, что при нормальном синусовом ритме сердца длительность текущего кардиоинтервала по сравнению с предыдущим не превышает $\pm 20\%$ [6]. Поэтому как длительность защитного интервала, так и длительность интервала анализа должны выбираться с учетом этого соотношения, причем длительность защитного интервала должна выбираться с учетом нижней границы соотношения, т. е. $t_z = 0,8 t_{пр}$, а длительность интервала анализа — с учетом диапазона возможных значений длительностей текущего кардиоинтервала, т. е. $t_{ан} = 0,4 t_{пр}$.

Полученные соотношения были положены в основу разработки устройства для временной селекции кардиосигналов,

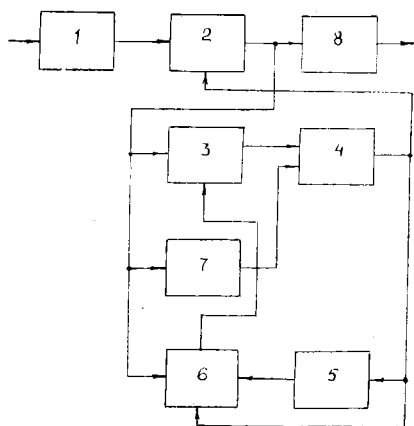


Рис. 1

структурная схема которого приведена на рис. 1. Устройство содержит амплитудный обнаружитель R -зубца 1, ключ 2, преобразователь кардиоинтервал - напряжение 3, формирователь защитного интервала 4, формирователь интервала анализа 5, триггер 6, сумматор 7, формирователь выходного сигнала 8.

Устройство работает следующим образом. Регистрируемый ЭКС поступает на вход амплитудного обнаружителя R -зубцов, на выходе

де которого формируются стандартные по амплитуде и длительности импульсы, соответствующие R -зубцам ЭКС. Эти импульсы, проходя через ключ, поступают на вход преобразователя кардиоинтервал-напряжение. Постоянное на-

пряжение, соответствующее зарегистрированному кардиоинтервалу, поступает на вход формирователя защитного интервала, на выходе которого формируется импульс длительностью, пропорциональной напряжению на его входе и равной $0,8 t_{пр}$. Во время действия этого импульса происходит запираание ключа.

Задним фронтом импульса защитного интервала запускается формирователь интервала анализа, на выходе которого формируется импульс длительностью $0,4 t_{пр}$, который поступает на вход триггера. Сигнал с выхода ключа поступает на другой вход триггера.

Если за время анализа сигнал с выхода ключа отсутствует, т. е. произошел пропуск R -зубца ЭКС, то задний фронт сигнала с выхода формирователя интервала анализа переведет триггер в противоположное состояние. Сигнал с выхода триггера, проходя через сумматор, запустит формирователь защитного интервала и переведет преобразователь кардиоинтервал-напряжение в режим хранения напряжения, соответствующий длительности предыдущего кардиоинтервала. Это вызвано необходимостью избежать накопления ошибок в случае пропуска R -зубца ЭКС.

Вероятность ложного срабатывания обнаружителя R -зубца ЭКС с временным селектором описывается уравнением

$$P'_{л.т} = P_{л.т} \left(1 - \frac{t_3}{t_r}\right) + P_{л.т} \cdot P_{пр} \left(\frac{t_3 + t_{ан} - t_r}{t_3 + t_{ан}}\right), \quad (1)$$

где $P'_{л.т}$ — вероятность ложной тревоги обнаружителя R -зубца совместно с временным селектором; $P_{л.т}$ — вероятность ложной тревоги обнаружителя R -зубца без временного селектора; $P_{пр}$ — вероятность пропуска R -зубца ЭКС; t_3 — длительность защитного интервала; $t_{ан}$ — длительность интервала анализа; t_r — длительность текущего кардиоинтервала.

Для устройства, приведенного на рис. 1, второе слагаемое в правой части уравнения (1) равно нулю во всем диапазоне длительностей регистрируемых кардиоинтервалов, и вероятность ложной тревоги обнаружителя R -зубца совместно с временным селектором (параметры последнего выбраны с учетом приведенных выше соотношений)

$$P'_{л.т} = P_{л.т} \left(1 - \frac{t_3}{t_r}\right), \quad (2)$$

Оценим помехоустойчивость обнаружителя R -зубца с временным селектором, у которого интервал анализа выбран равным постоянной величине. Как отмечалось выше, длительность интервала анализа в этом случае должна выбираться исходя из максимально возможной длительности кардио-

интервалов. Поэтому она берется равной $0,2 t_{\max}$, где t_{\max} — максимальное значение длительности регистрируемых кардиоинтервалов. Подставляя это значение в уравнение (1), получим

$$P'_{л.т} = P_{л.т} \left[\left(1 - \frac{0,8 t_{пр}}{t_{\tau}} \right) + P_{пр} \left(\frac{0,2 t_{\max} + 0,8 t_{пр} - t_{\tau}}{0,8 t_{пр} + 0,2 t_{\max}} \right) \right]. \quad (3)$$

Выражение (3) достигает своего максимального значения при $t_{пр} = t_{\tau} = t_{\min}$, где t_{\min} — минимальное значение длительности регистрируемых кардиоинтервалов. Тогда

$$\begin{aligned} P'_{л.т \max} &= P_{л.т} \left(0,2 + P_{пр} \frac{0,2 t_{\max} - 0,2 t_{\min}}{0,8 t_{\min} + 0,2 t_{\max}} \right) = \\ &= P_{л.т} \left(0,2 + P_{пр} \frac{0,2 \frac{t_{\max}}{t_{\min}} - 0,2}{0,2 \frac{t_{\max}}{t_{\min}} + 0,8} \right). \end{aligned} \quad (4)$$

Для большинства современных радиоанализаторов $t_{\min} = 2$ с и $t_{\max} = 1,5$ с. Подставляя эти значения в выражение (4), получим

$$P'_{л.т \max} = (0,2 + 0,67 P_{пр}) P_{л.т}. \quad (5)$$

На рис. 2 приведены графики зависимости $P'_{л.т}/P_{л.т}$ при $t_{ЛН} = \text{const}$ (пунктирная линия), $t_{ЛН} = 0,4 t_{пр}$ (сплошная линия),

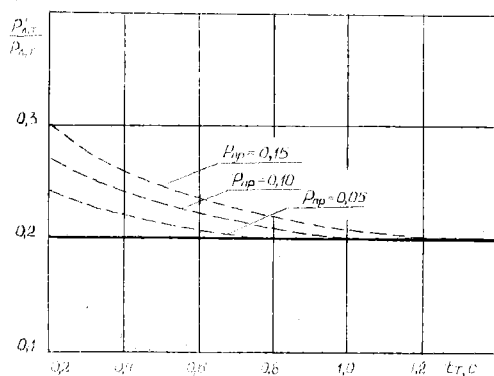


Рис. 2

из которых видно, что выбор величин защитного интервала и интервала анализа с учетом длительности предыдущего кардиоинтервала позволяет повысить помехоустойчивость измерений кардиоинтервалов в широком диапазоне их длительностей.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Баевский Р. М. Прогнозирование состояний на грани нормы и патологии. М.: Медицина, 1979.
2. Pincirdi F., Iresea R. A. microprocessor-based device for synthesis of R-R interval value during ambulatory monitoring//Journal of Medical Engineering and Technology, 1983. 7. № 5. P. 247—251.
3. Кауценас И. К. Обнаружение кратковременных случайных событий и интерполяция RR-интервалов в ритмограмме//Статистические проблемы управления. Вильюс, 1983. Вып. 62. С. 9—36.
4. Vrudhula M., Hoyot R. Markov probability transition matrices and R-R interval prediction//Computer Cardiology Meeting. Geneva. 1979. P. 465—468.
5. Колтун В. М., Трусов Ю. С. Оптимизация параметров адаптивного временного селектора информативных элементов электрокардиосигналов //Медицинская техника. 1984. № 2. С. 35—49.
6. Гурфинкель В. С., Малкин В. Б., Цетлин М. Л. Биоэлектрическое управление. М.: Наука. 1970.

УДК 681.518.5

В. И. Левин, А. М. Андрюшаев

МЕТОДЫ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА ТЕСТОВЫХ ДЕЙСТВИЙ ДЛЯ ДИНАМИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ ЦИФРОВЫХ СХЕМ

В существующих методах диагностики цифровых схем (ЦС) [1] тестовые воздействия представляют собой наборы статических сигналов x_1, \dots, x_n . После подачи на входы ЦС очередного набора ждут окончания динамических (переходных) процессов в ЦС, а затем анализируют установившееся статическое значение сигнала y на информационном выходе ЦС (без ограничения общности будем считать, что диагностируется одновыходная ЦС). Каждое статическое значение сигнала y и содержит информацию о состоянии диагностируемой ЦС. Очевидно, что в случае диагностики комбинационных схем (КС) описанные методы диагностики сводятся к сравнению булевых функций $y = F(x_1, \dots, x_n)$ и $y = F_H(x_1, \dots, x_n)$, реализуемых КС в исправном и неисправном состояниях соответственно.

Подобные методы диагностики можно назвать статической диагностикой, так как в их основе лежит наблюдение статической реакции диагностируемой ЦС на статическое входное воздействие.

Логично стремление использовать для диагностических целей не только установившееся статическое значение сигнала y , но и весь принципиально более информативный динамический процесс $y(t)$ на выходе диагностируемой ЦС. Это

позволяет уменьшить количество необнаруживаемых и неразличимых неисправностей ЦС [2, 3, 4, 6, 7]. Диагностику, основанную на анализе выходного динамического процесса, естественно назвать динамической. Очевидно, что статическая диагностика является частным случаем диагностики динамической [2, 5]. В самом деле, информационный параметр динамической диагностики (т. е. динамический процесс $y(t)$), включает в себя и установившееся статическое значение сигнала y , которое является информационным параметром статической диагностики. Следовательно, динамическая диагностика — не отказ от существующих методов диагностики, а их естественное развитие и дополнение.

В случае динамической диагностики тестовое воздействие является динамическим и представляет собой векторный динамический (переключаемый) процесс

$$X(t) = [x^1(t), \dots, x_n(t)], \quad (1)$$

который состоит из компонент — скалярных динамических процессов $x_i(t)$, $i = \overline{1, n}$, действующих по отдельным входам x_i ЦС (на некоторых входах x_i могут быть постоянные 1 или 0). Каждое динамическое тестовое воздействие (1) обуславливает появление соответствующего динамического процесса $y(t)$ на выходе диагностируемой ЦС.

В статье дается обзор некоторых возможных методов анализа и синтеза тестовых воздействий для динамической диагностики ЦС.

Анализ динамических тестовых воздействий

Задачи анализа обнаруживающих и различающих способностей заданного тестового воздействия (1) легко решаются, если для любой неисправности s в рассматриваемой ЦС с тестовым воздействием (1) возможно вычисление процесса-изменения

$$\Delta_s y(t) = y(t) \oplus y_s(t), \quad (2)$$

где $y(t)$ и $y_s(t)$ — динамические процессы на выходе исправной ЦС и ЦС с неисправностью s соответственно, \oplus — логическая операция «сложение по модулю 2».

Таким образом, $\Delta_s y(t) = 1$, когда $y(t) \neq y_s(t)$. Очевидно, если процесс-изменение (2) принимает единичное значение на некотором интервале Δt , то анализируемое тестовое воздействие (1) обнаруживает неисправность s , иначе — не обнаруживает.

Возможность вычисления процессов (2) также существенно облегчает и анализ способности заданного динамического

тестового воздействия (1) различать какие-либо две неисправности r и s в ЦС. Действительно, для различения неисправностей r и s необходимо вычислить аналогичный (2) процесс-изменение

$$\Delta_{rs}y(t) = y_r(t) \oplus y_s(t) = \Delta_r y(t) \oplus \Delta_s y(t). \quad (3)$$

Вычисление процессов-изменений (2) и (3), а следовательно, и решение задачи анализа заданного тестового воздействия (1) может выполняться различными методами.

Прямой метод анализа. В работах [9, 10] разработаны и строго обоснованы основанные на аппарате бесконечнозначной логики алгоритмы динамического анализа ЦС, позволяющие найти динамический процесс $y(t)$ на выходе любой (комбинационной или с памятью) ЦС с заданным тестовым воздействием (1) на ее входах. Эти алгоритмы базируются, в первую очередь, на анализе ЦС методом подстановки: ЦС разбивается на последовательные ступени, глубиной в один элемент, затем поочередно к 1-й, 2-й и т. д. ступеням применяются полученные заранее соотношения между входными и выходными динамическими процессами типовых логических элементов (ЛЭ).

Для вычисления процесса-изменения (2) необходимо выполнить (с помощью описанных алгоритмов) динамический анализ, обнаруживающий неисправность s схемы-модели, показанной на рис. 1. Процесс-изменение (3) находится аналогичным анализом различающей неисправности r и s схемы-модели. Последняя состоит из двух обнаруживающих соответственно неисправности r и s схем-моделей, соединенных с ЛЭ (осложнение по модулю 2).

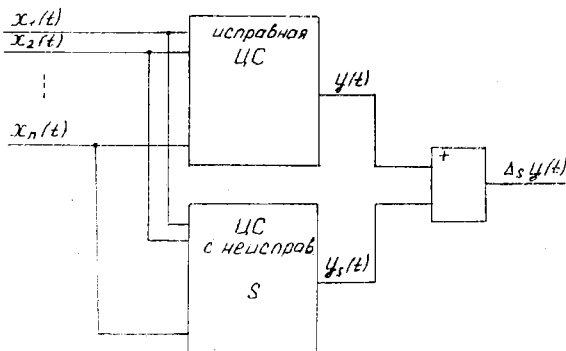


Рис. 1

Ускоренный метод анализа [8]. Применение алгоритмов из работ [9, 10] для динамического анализа всего множества обнаруживающих и различающих схем-моделей сильно осложняется необходимостью в общем случае полного отдельного анализа как исправной диагностируемой ЦС, так и всех неисправных ЦС, каждая из которых содержит конкретную неисправность s из рассматриваемого списка возможных неисправностей. Однако при диагностике ЦС легко построить алгоритмы анализа, позволяющие без дополнительных действий находить выходной динамический процесс $y_s(t)$ в любой неисправной ЦС по динамическому процессу $y(t)$ в исправном варианте этой же ЦС. Основой для такого ускорения алгоритмов анализа может служить метод погружения [8, 10], в котором для моделирования схем с константными неисправностями применяется конкретизация моментов переключений сигналов в динамических процессах на выходах исправных ЦС. Например, пусть задан некоторый динамический процесс $z(t) = 1(a, b)$, в котором сигнал $z(t)$ принимает значение 1 на интервале времени от a до b . Этот процесс $z(t)$ можно свести как к «константе 1», считая, что $a = -\infty$ и $b = \infty$, так и к «константе 0», если $a = \infty$, $b = \infty$, или $a = -\infty$, $b = -\infty$.

Анализ с использованием булевого дифференциального исчисления. Возможна единообразная формализация вычисления процессов-изменений (2) и (3) для ЦС, если наряду с алгоритмами из работ [9, 10] воспользоваться также булевым

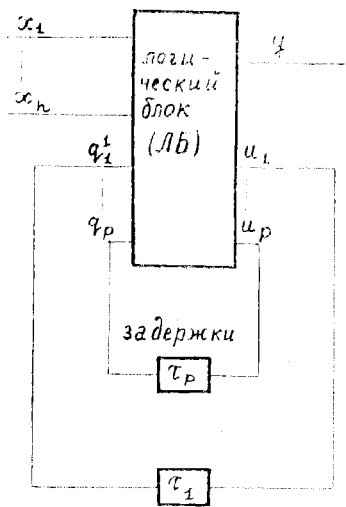


Рис. 2

дифференциальным исчислением [11]. Для этого процесс-изменение (2) или (3) в каждый момент t необходимо интерпретировать как булевый дифференциал dy функции $y = F(x_1, \dots, x_n)$, реализуемой на выходе y диагностируемой ЦС. При этом оказывается, что если воспользоваться известным разложением [11] булевого дифференциала dy в полином Жегалкина по приращениям входных переменных dx_1, \dots, dx_n и по приращениям дополнительных переменных dx_{n+1}, \dots, dx_m (дополнительные переменные соответствуют тем узлам ЦС, в которых возможны неисправности), то $dy(t)$, а следовательно, и вычис-

ляемый процесс-изменение можно выразить непосредственно через заданное тестовое воздействие (1).

Алгоритмы анализа ЦС, основанные на использовании булевого дифференциального исчисления, можно применить и для относительно простых (имеющих небольшое количество разветвлений в контурах обратных связей) ЦС с памятью. Для этого ЦС с памятью (структурная модель такой ЦС показана на рис. 2) представляют в виде комбинационной модели (рис. 3) [9]. Целесообразность анализа комбинационной модели рассматриваемыми алгоритмами объясняется

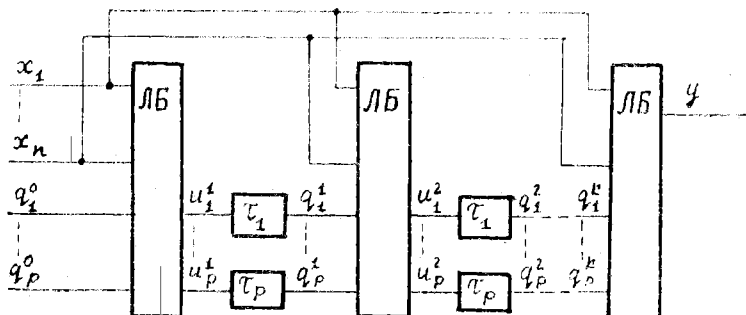


Рис. 3

возможностью для такой модели итерационного вычисления булевых производных, необходимых для построения полинома Жегалкина. Итерационное вычисление булевых производных основывается на применении формулы взятия производных от сложных булевых функций [11].

Синтез динамических тестовых воздействий

Задача синтеза динамических тестовых воздействий, обнаруживающих (различающих) заданную неисправность s (пару неисправностей r, s) в диагностируемой ЦС, эквивалентна задаче синтеза динамических воздействий (1), обеспечивающих появление единичного интервала в динамических процессах на выходах соответствующей обнаруживающей или различающей схемы-модели.

Прямой метод синтеза. Все задержки ЛЭ в рассматриваемой схеме-модели выносятся на ее входы [9, 10], а полученная таким образом идеальная схема-модель тождественными преобразованиями, сохраняющими комбинационные состояния [12], преобразуется в И-ИЛИ-схеме (преобразуемая схема-модель ЦС с памятью должна строиться на основе

комбинационной модели рис. 3). После этого синтез динамических воздействий, обеспечивающих появление единичного интервала на выходе И-ИЛИ-схемы, очень прост, так как из-за суммирующего действия элемента ИЛИ возможен практически независимый синтез динамических воздействий для отдельных элементов И.

Возможна единообразная формализация прямого метода синтеза динамических тестовых воздействий, если исходная схема-модель диагностируемой ЦС построена по алгоритмам, основанным на использовании булевого дифференциального исчисления.

Синтез методом выделения тестовых воздействий. В этом достаточно универсальном методе синтеза, применимом к любым ЦС, выполняется выделение конкретных тестовых воздействий из входного динамического воздействия (1), заданного в общем виде.

Чтобы синтезировать этим методом тестовые воздействия, обнаруживающие заданную неисправность s , выполняется динамический анализ (по алгоритмам из работ [9, 10]) исправной ЦС и ЦС с неисправностью s , на входах которой заданы динамические воздействия (1) достаточно общего вида (разумеется, что при синтезе тестовых воздействий, различающих заданную пару неисправностей r, s , анализируются ЦС с неисправностью r и ЦС с неисправностью s). После этого конкретизацией формы и моментов переключения сигналов в общем динамическом воздействии синтезируются конкретные тестовые воздействия, на которых выходные динамические процессы $y(t)$ в исправной ЦС и $y_s(t)$ в ЦС с неисправностью s различаются друг от друга максимально сильно.

Вывод

Рассмотренные методы анализа и синтеза динамических тестовых воздействий доказывают возможность создания достаточно эффективных алгоритмов построения тестов для динамической диагностики ЦС, позволяющей существенно улучшить качество диагностики ЦС.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Основы технической диагностики//Под ред. Пархоменко П. И. М.: Энергия, 1976.
2. Левин В. И. Динамическая диагностика — новый подход к проблеме проверки дискретных объектов//Диагностика, контроль, надежность систем управления. Киев, 1976. С. 6—9.
3. Гробман Д. М. Локализация дефектов цифровых схем//Автоматика и вычислительная техника. 1983. № 2. С. 79—84.

4. Левин В. И., Андрияшев А. М. Динамическая диагностика комбинационных схем, содержащих противоголодную избыточность//Вопросы радиоэлектроники. Сер. ЭВТ. Вып. 10. 1984. С. 46—53.
5. Левин В. И., Андрияшев А. М. Динамическая диагностика цифровых схем//Автоматизация технического проектирования цифровой аппаратуры: Тез. докл. резюмбл. конф. Каунас, 1983. С. 138—139.
6. Левин В. И., Андрияшев А. М. Возможности динамической диагностики цифровых схем//Контроль и диагностика РЭА и ЭВА: Тез. докл. зональной конф. Пенза: ПДНТП, 1984. С. 11—12.
7. Андрияшев А. М. Динамическая диагностика цифровых схем с надежной избыточностью//Применение вычислительных методов в научно-технических исследованиях. Пенза: политехи. ин-т, 1985. С. 73—77.
8. Левин В. И., Андрияшев А. М. Динамический анализ цифровых схем с неисправностями//Вопросы автоматизации проектирования информационных и кибернетических систем. Уфа: Авиаци. ин-т. 1985. С. 89—97.
9. Левин В. И. Бесконечнозначная логика в задачах кибернетики. М.: Радио и связь, 1982.
10. Левин В. И. Введение в динамическую теорию конечных автоматов. Рига: Зинатне, 1975.
11. Dynamische Prozesse in Automaten, Herausgeg. von D. Bochmann und V. N. Roginsky. Berlin: Technik, 1977.
12. Ангер С. Асинхронные последовательностные схемы: Наука, 1977.

УДК 620.178

Т. Н. Дымова, Ю. В. Орехов, О. Н. Петрова

ОТЫСКАНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО НАБОРА ТЕСТОВ ДЛЯ КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ СИСТЕМ

Диагностическая информация, задаваемая таблицами неисправностей, имеет в реальных дискретных устройствах значительный объем, и поэтому возникает проблема ее сокращения.

Как отмечается в работе [1], сокращение объема диагностической информации можно осуществить минимизацией диагностической информации или оптимизацией глубины диагностирования. Здесь предложен подход к решению этих задач, основанный на сведении их к поиску решений систем целочисленных соотношений. Предложенный подход естественным образом включает в себя и решение ряда известных задач [2, 3].

В статье рассматривается проблема минимизации диагностической информации.

Пусть для контроля состояния дискретного устройства используется набор, содержащий m тестов. Диагностическая информация задается таблицей неисправностей $B = (b_{ij})$, $i = \overline{1, n}$; $j = \overline{1, m}$;

$$b_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если тест } T_j \text{ обнаруживает неисправность } i, \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Задача минимизации диагностической информации заключается в данном случае в выборе из исходного набора тестов такой его минимальной части, использование которой позволяет выявить все те же неисправности, которые обнаруживает и полный набор тестов. Эта задача ставится как задача минимизации функции на нормально разворачиваемом, частично упорядоченном множестве [4].

Рассмотрим множество S всевозможных наборов, содержащих k тестов ($k = \overline{0, m}$). Можно показать, что оно конечно и содержит $m+2! C_m^2 + 3! C_m^3 + \dots + m!$ наборов тестов.

Набор S_1 назовем соседним к набору S , если он получен из набора S добавлением одного теста, не содержащегося в S . Например, пусть для обнаружения неисправностей некоторого дискретного устройства имеются тесты T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 и $S = (T_1, T_3)$. Соседними к набору S будут следующие наборы: (T_1, T_3, T_4) , (T_1, T_3, T_5) , (T_1, T_3, T_2) .

В качестве исходного выберем набор, не содержащий ни одного теста и обозначим S . Последовательность наборов тестов, начинающуюся с исходного набора S_0 , в которой каждый последующий набор является соседним к предыдущему, назовем путем. Путь l' назовем соседним к l , если l' получен из l добавлением одного набора тестов. Путь, состоящий из $n+1$ набора тестов, назовем путем длины n . Множество введенных в рассмотрение путей обозначим через P .

На множестве путей P введем отношение частичного порядка: $l \leq l_1$, если l_1 получен из пути l добавлением к нему несколько наборов, каждый из которых является соседним к предыдущему, иначе l и l_1 несравнимы. Путь длины 0 является канонически начальным множеством H_p для P [4].

Множество элементов, соседних к любому данному l , является канонически начальным множеством $C_{p, l}$ [4] для подмножества путей $P_l = \{l': l' \in P, l' > l\}$. Поскольку, кроме того, для каждого пути l существует конечная (в силу конечности P) последовательность $l_0, l_1, \dots, l_n = l$, в которой каждый элемент является соседним к предыдущему и, следовательно, $l_0 < l_1 < \dots < l_n = l$, $H_p = \{l_0\}$, $l_i \in C_p$, l_{i-1} ($i = \overline{1, n-1}$), то последовательность l_0, l_1, \dots, l_n есть цепочка непревосходящих элементов для l длины $n+1$ и, таким образом, множество P является нормально разворачиваемым [4].

Введем в множество P целевую функцию $\zeta(l)$ следующим образом:

$$\mathcal{C}(l) = \begin{cases} 1, & \text{если последний набор тестов пути } l \text{ обнаруживает все те же неисправности, что и полный набор тестов;} \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Пути, для которых $\mathcal{C}(l) = 1$, назовем путями, достигающими цели, множество таких путей обозначим через \mathcal{C} . В данном случае $\mathcal{C} \neq \emptyset$.

На P определим функцию $f(l)$, равную длине пути l . Набор тестов, обнаруживающий все те неисправности, что и полный набор тестов, назовем оптимальным, если он доставляет минимум функции $f(l)$. Из определения функции очевидно, что для любых l и l_1 , если $l \leq l_1$, то $f(l) \leq f(l_1)$. Таким образом, $f(l)$ возрастает снизу относительно P на множестве оптимальных целевых наборов тестов M_{opt} [4], т. е. на таком множестве элементов, для которого $\mathcal{C}(l') = 1$, $f(l') = \inf_{\mathcal{C}} f(l)$. Поскольку $\mathcal{C} \neq \emptyset$, то $M_{\text{opt}} \neq \emptyset$.

Обозначим через P_0 множество элементов $l \in P$, для которых цепочка непревосходящих элементов l_0, l_1, \dots, l_n удовлетворяет требованию $\mathcal{C}(l_i) = 0$ и если $l^* \in M_{\text{opt}}$, то $f(l_i) \leq f(l^*)$, $i = 0, n-1$. Множество P_0 конечно в силу конечности множества P .

Множества P, P_0 функций $\mathcal{C}(f), f(l)$ удовлетворяют условиям основной теоремы [4], при которых алгоритм поиска оптимальных элементов $A(P, \mathcal{C}, f)$ сходится, множество элементов, полученное в результате работы алгоритма $A(P, \mathcal{C}, f)$ совпадает с M_{opt} , множество «просматриваемых» алгоритмом элементов $M_a = P_0$. Таким образом, воспользовавшись алгоритмом $A(P, \mathcal{C}, f)$, найдем оптимальный набор тестов.

Алгоритм поиска оптимальных элементов $A(P, \mathcal{C}, f)$

1. *Начальный (нулевой) шаг.* Вводим в рассмотрение множество $H_{0, \text{окр}} = H_P$.

2. *Индуктивный переход к следующему шагу или окончанию.*

Если $(n-1)$ -й шаг уже сделан, то в множестве элементов, сформированном на $(n-1)$ -м шаге H_{n-1} ищем элемент l , для которого $\mathcal{C}(l) = 0$, а $f(l)$ минимально на H_{n-1} (если таких элементов несколько, берем любой из них).

Возможны два случая: 1) такой элемент есть; 2) такого элемента нет. В первом случае «выбрасываем» этот элемент из H_{n-1} и присоединяем к оставшейся части H_{n-1} все элементы множества $S_{p, 1}$. Полученное множество берем в качестве

H_n (таким образом, $H_n = (H_{n-1} \cup \{l\})UC_{p,1}$), чем и завершается следующий, т. е. n -ый шаг. Во втором случае шаговый процесс прекращается.

3. Из сформированного на $(n-1)$ -м шаге H_{n-1} выделяется подмножество I элементов, для которых $\zeta(l) = 1$, а $f(l)$ минимально на H_{n-1} .

Алгоритм ускоренного поиска

При большом объеме исходного набора тестов приведенный алгоритм не является эффективным.

Введем в рассмотрение оптимистическую оценку пути [5]

$$f_0(l) = f(l) + p/r,$$

где $f(l)$ — длина пути l ; r — максимальное количество неисправностей, обнаруживаемое одним тестом исходного набора; p — количество неисправностей, не выявленных набором тестов, определенным l .

Оценка $f_0(l)$ позволяет оценить путь с точки зрения перспективности его продолжения.

Функция $f_0(l)$ является монотонной и удовлетворяет условию $f_0(l^*) = f(l^*)$, $f_0(l) \leq f(l')$, где $l \leq l'$, $\zeta(l') = 1$.

Таким образом, оценка $f_0(l)$ является корректной [5]. При использовании алгоритма $A(P, \zeta, f)$ берется величина $f_0(l)$ вместо величины $f(l)$. При этом в алгоритме ускоренного поиска $A(P, \zeta, f_0)$ не обрабатываются те из обрабатываемых алгоритмом $A(P, \zeta, f)$ путей, для которых $\zeta(l) = 0$, $f(l) \leq f(l^*)$, $f_0(l) > f(l^*)$, где l^* — оптимальный путь на P .

Численный пример

Для обнаружения шести неисправностей имеются тесты T_1, T_2, T_3, T_4 и таблица неисправностей.

	T_1	T_2	T_3	T_4
V_1	1	1	0	0
V_2	0	0	1	1
V_3	1	0	0	0
V_4	0	0	1	0
V_5	0	0	1	1
V_6	1	1	0	1

Набор тестов представим в виде $(T_{j1}, T_{j2}, \dots, T_{jk})$. Для данного примера r равняется 3.

0 шаг. $H_0 = H_p = \{l_0 = (\quad)\}$.

Так как $\Pi(l_0) = 0$ и $f_0(l_0)$ минимально на H_0 , то переходим к 1-му шагу.

1 шаг. Формируем $C_{p,1} = \{l_1 = (T_1), l_2 = (T_2), l_3 = (T_3), l_4 = (T_4)\}$. Формируем $H_1 = (H_0 - \{l_0\}) \cup C_{p10} = \{l_1, l_2, l_3, l_4\}$.

Для любого элемента из H_1 , $\Pi(l_i) = 0, i = 1, 4$.

$$f_0(l_1) = f_0(l_4) = 2, \quad f_0(l_2) = f_0(l_3) = \frac{7}{3}.$$

Минимум f_0 достигается на элементе l_1 .

2 шаг. Формируем $C_p, l_1 = \{l_5 = (T_1, T_2), l_6 = (T_1, T_3), l_7 = (T_1, T_4)\}$.

Имеем $\Pi(l_i) = 0, i = 2, 3, 4, 5, 7$; $\Pi(l_6) = 1$;

$$f_0(l_5) = 3, \quad f_0(l_6) = 2, \quad f_0(l_7) = \frac{7}{3}.$$

Минимум достигается на элементе l_6 . Искомое множество $I = M_{opt} = \{l_6\}$, а искомый набор тестов — (T_1, T_3) .

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Перанский Д. В. Об одном подходе к решению задач сокращения объема диагностической информации//Автоматика и телемеханика. 1984. № 3. С. 151—160.

2. Малышенко Ю. В., Раздобрев А. Х. Метод сокращения объема диагностической информации, используемой для поиска неисправностей//Автоматика и телемеханика. 1977. № 4. С. 160—164.

3. Чипулис Б. П. Методы предварительной обработки и формы задания диагностической информации для поиска неисправностей дискретных устройств//Автоматика и телемеханика. 1977. № 4. С. 165—175.

4. Соломещ И. А., Рудерман С. Ю. Минимизация функций, заданных на нормально разворачиваемых, частично упорядоченных множествах// Модели организации, управления и методы их исследования. Уфа: БашГУ. 1975. С. 9—35.

5. Бородавкин П. П., Березин В. Л., Рудерман С. Ю. Выбор оптимальных трасс магистральных трубопроводов. М.: Недра, 1974.

УДК 620.179:621.391.266

А. Н. Тырсин

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ НЕЛИНЕЙНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ МАШИН

При контроле состояния машин одной из важнейших задач является повышение достоверности и надежности обработки результатов наблюдений. Использование линейных методов

ограничено наличием в анализируемых данных выбросов и резких изменений уровня или наклона. Устранить эти ограничения позволяют нелинейные методы фильтрации, основанные на медианном сглаживании. Медианная фильтрация осуществляется посредством движения некоторой апертуры вдоль дискретизированной последовательности данных и замены значения текущего отсчета значением среднего из соседних отсчетов внутри апертуры [1]. Медианный фильтр $M_L\{x_n\}$ апертуры $L = 2m + 1$ определим как

$$y_n = M(x_{n-L+1}, \dots, x_n),$$

где x_n, y_n — n -ые отсчеты входной и выходной последовательностей, $M(\cdot)$ — операция нахождения медианы.

Известно [2], что плотность вероятности i -той порядковой статистики в случайной выборке объема L из генеральной совокупности с законом распределения $F(x)$ и плотностью вероятностей $f(x)$

$$f_{(i)}(x) = LC_{L-1}^{i-1} f(x) F^{i-1}(x) [1-F(x)]^{L-i}.$$

Плотность вероятности выборочной медианы при $L = 2m + 1$ имеет вид

$$f_{(m+1)}(x) = \frac{L!}{(m!)^2} f(x) F^m(x) [1-F(x)]^m. \quad (1)$$

Из (1) следует, что скользящее среднее подавляет «белый» шум эффективнее, чем медианная фильтрация. Так, для шума с нормальным распределением дисперсия скользящего среднего меньше дисперсии текущей медианы в 1,5 раза, а для шума с равномерным распределением — в 3 раза.

Существует однако довольно широкий класс распределений, для которых медианная фильтрация эффективнее скользящего усреднения. Плотности вероятностей таких распределений имеют растянутые хвосты повышенного уровня [2].

Областью эффективного применения медианной фильтрации являются быстропеременные процессы, протекающие в машинах и механизмах циклического действия. Такие процессы имеют импульсный характер, в них часто возникают искажения, обусловленные выбросами с большими положительными или отрицательными значениями и малой длительностью.

Условие полного устранения всех выбросов имеет вид

$$2K_1 < L < 2K_2, \quad (2)$$

где L — число отсчетов в апертуре фильтра, K_1 — максимальная длительность выброса, K_2 — минимальное расстояние между выбросами.

При большой частоте появления выбросов только одного знака плотность вероятностей становится несимметричной, и вместо текущей медианы рекомендуется использовать другие порядковые статистики: при положительных выбросах — меньше чем медиана, при отрицательных — больше чем медиана. В общем случае выбросы можно устранить и при невыполнении условия (2), необходимо лишь использовать соответствующую порядковую статистику.

При обработке импульсных процессов нужно максимально подавить шум, в том числе и выбросы, сохранить резкие границы. Скользящее усреднение в этом случае малоприменяемо, так как выбросы не устраняются, а лишь растекаются на ближайшие отсчеты, сглаживая все резкие границы.

Медианная фильтрация позволяет решить обе задачи — подавить «белый шум» и полностью устранить выбросы при незначительном сглаживании перепадов. Степень подавления шума можно повысить за счет ее итеративного применения [1]. Например, в случае равномерного распределения шума дисперсия текущей медианы $M_L\{M_L\{x_n\}\}$ меньше дисперсии текущего среднего $E_L\{x_n\}$. Сохранение резких перепадов обусловлено нечувствительностью текущей медианы к монотонным последовательностям, для которых $x_i \leq x_j$ (или $x_i \geq x_j$) при всех $i < j$.

На рис. 1 показана последовательность значений математического ожидания текущих медиан (пунктирная линия) и скользящих средних (штрихпунктирная линия) вблизи перепада высотой $h=5$. Апертура фильтра L равна 5 отсчетам, шум имеет нормальное распределение $N(0, 1)$, перепад происходит в точке $i=1$. Некоторое сглаживание текущей медианы объясняется тем, что при больших h отсчеты x_1, \dots, x_{L-k} с нулевым средним значением резко отделены от перемещенных x_{L-k+1}, \dots, x_L со средним значением h . При этом для текущей медианы

$$M(x_1, \dots, x_L) \approx x_{(L+1)/2, L-k},$$

где $x_{(L+1)/2, L-k}$ — $(L+1)/2$ -ная порядковая статистика последовательности x_1, \dots, x_{L-k} , не являющаяся для нее медианой. То же самое происходит и при подавлении выбросов.

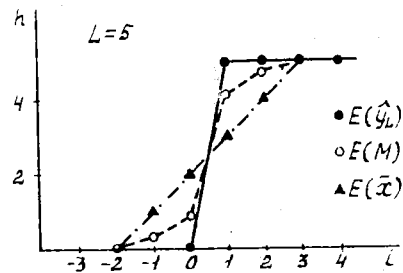


Рис. 1

Эффективность медианной фильтрации вблизи перепадов и выбросов можно повысить, приняв вместо текущей медианы в качестве выходного отсчета

$$\hat{y}_L = \begin{cases} x_{(L-k+1)/2, L}, & L-k \text{ — нечетно;} \\ \frac{1}{2} (x_{(L-k)/2, L} + x_{(L-k+2)/2, L}), & L-k \text{ — четно.} \end{cases} \quad (3)$$

Последовательность значений математического ожидания отсчетов, определенных по формуле (3), показана на рис. 1 сплошной линией. Как видно, данный способ позволяет практически полностью сохранять резкие перепады.

Наряду с подавлением помех медианная фильтрация применяется и в других случаях, например при обнаружении трендов. Действительно, текущая медиана с достаточно большой апертурой $L > 2K_3$, где K_3 —число отсчетов между двумя соседними наиболее отдаленными перепадами, представляет собой кривую тренда. Устранить тренд можно вычитанием из последовательности отсчетов текущей медианы.

Нелинейную фильтрацию можно использовать и при обработке спектров сигналов. Для этого представим условно спектр в виде наложившихся дискретных составляющих, являющихся положительными выбросами, и функции, пропорциональной амплитудно-частотной характеристике системы при входном сигнале типа «белого шума» (назовем оценкой АЧХ). Во многих случаях дискретные составляющие и АЧХ системы требуется знать отдельно друг от друга. Оценку АЧХ выделяем медианной фильтрацией отсчетов спектра S_n , $n=1, \dots, N$ (рис. 2, а). Апертура фильтра в зависимости от особенностей сигнала может быть постоянной или переменной. Обозначим последовательность, полученную после фильтрации, как u_n . Ввиду того, что АЧХ системы — гладкая кривая, а любая текущая порядковая статистика имеет небольшие случайные перепады, плоские максимумы и минимумы, последовательность u_n необходимо сгладить. В результате получим u_n' , которую принимаем за оценку АЧХ (см. рис. 2, а).

Вычитание из S_n последовательности u_n' даст последовательность d_n , представляющую собой смесь дискретных составляющих и отфильтрованного шума (см. рис. 2, б). На рис. 2 приведен пример подобной обработки участка спектра сигнала турбомашины. Апертура медианного фильтра равна 11 отсчетам, расстояние между отсчетами 6 Гц. В ка-

честве операции сглаживания использовалось скользящее усреднение по трем отсчетам.

Еще одним примером эффективного применения медианной фильтрации является формирование описания эталонного объекта. Определение его в виде арифметического среднего может привести к значительным ошибкам при возникновении дефектов в одном или нескольких объектах обучающей выборки. Замена среднего медианой позволяет избежать подобных ошибок. Покажем это. При идентичном техническом состоянии объекты распределены по нормальному закону, для которого среднее совпадает с медианой. Возникновение дефектов в объектах приводит к появлению в распределении аномальности. При этом среднее будет смещаться, а медиана остается практически неизменной.

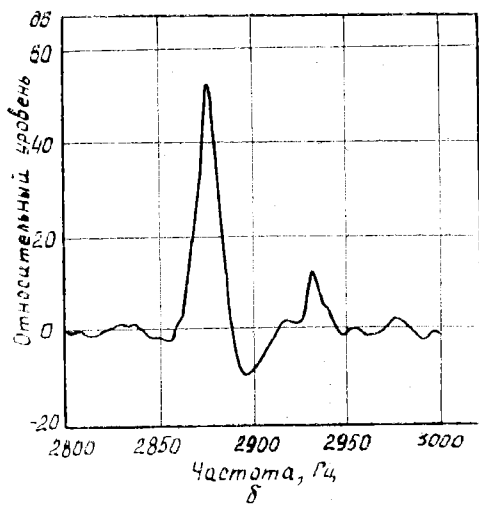
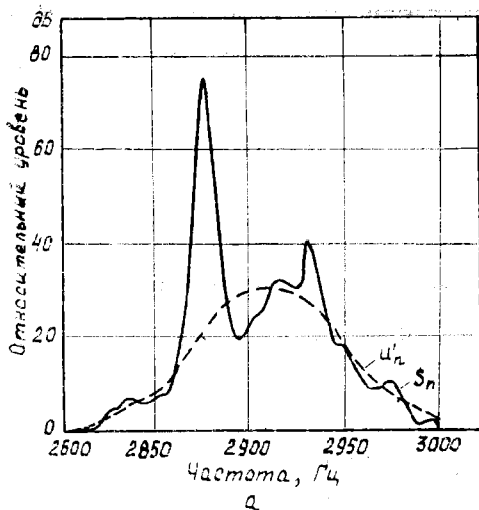


Рис. 2

Выводы

1. Методы нелинейной фильтрации, основанные на сглаживании текущей медианой и другими порядковыми статистиками в ряде случаев имеют преимущества перед линейными методами.

2. Применение нелинейных методов требует повышенного внимания.

3. Правильное использование априорной информации об анализируемом объекте позволяет повысить эффективность линейных методов, а неправильное, наоборот, может исказить результаты.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений//Под ред. Т. С. Хуанга. М.: Радио и связь, 1984.

2. Гильбо Е. П., Челпанов И. Б. Обработка сигналов на основе упорядоченного выбора. М.: Сов. радио, 1975.

УДК 620.178

В. Г. Тропин

АЛГОРИТМЫ КОНТРОЛЯ ПРИ АВТОМАТИЧЕСКОМ РАЗМЕЩЕНИИ ЭЛЕМЕНТОВ НА ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ

При автоматической расстановке микросхем на печатной плате их выводы основными нужно располагать строго в пределах соответствующей площадки. Любое смещение лапки относительно площадки приводит к браку. Каждая микросхема имеет более десятка выводов, а общее число микросхем на печатной плате может быть более полусотни.

Требуется построить такую систему контроля размещения всех лапок, чтобы общее время проверки всей платы было бы не более двух минут. Такая система должна иметь устройство получения информации о положении лапок на площадках и ЭВМ, которая по этой информации выносит решение о наличии смещений или об их отсутствии. Предполагается, что устройство получения информации определяет на выходе бинарную матрицу $A = \{a_{ij}\}$, где $a_{ij} = 1$, если соответствующий элемент стандартной сетки воспринимает площадку или лапку, и $a_{ij} = 0$, если оно определяет фон. Поэтому исходной информацией для ЭВМ будет бинарная матрица, определяющая положение лапки относительно площадки с точностью h , где h — шаг сетки, устанавливаемый устройством получения информации. Положение площадки относительно заданной системы координат не фиксировано.

Простой моделью для вынесения решения является модель сравнения с эталоном. Пусть $E = \{e_{ij}\}$ — бинарная матрица,

соответствующая эталону. Тогда задача вынесения решения о наличии смещений сводится к построению предиката

$$P: A \times E \rightarrow \{0, 1\},$$

где $P(A, E) = 1$, если положение лапки относительно площадки допустимо, и $P(A, E) = 0$, если есть смещение.

Построение предиката или правила для вынесения решения можно выполнить с использованием различных признаков и свойств получаемой информации. В предположении односвязности области, определяемой узлами сетки, в которых $a_{ij} = 1$ или $e_{ij} = 1$, наиболее полной характеристикой является контур плоского объекта. Тогда правило для вынесения решения сформулируется на основании сравнения контуров эталонного и предъявляемого объектов. При наличии бинарной информации контур можно определить цепочками Фримена [1] или цепными линиями [2], которые однозначно определяют плоскую фигуру при заданной начальной точке входа контура с точностью шага сетки h . Так как положение объекта и эталона относительно фиксированной системы координат может быть произвольным, то простое сравнение цепочек применить нельзя.

Определим на множестве цепочек вида

$$\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$$

две операции:

- 1) $\alpha' = \varphi_1(\alpha)$, где $\alpha'_i = |\alpha_i - \alpha_{i-1}|$ по модулю 8;
- 2) $\alpha' = \varphi_2(\alpha)$, где $\alpha'_i = \alpha_{i+1}$, $i = 1, 2, \dots, n-1$, $\alpha'_n = \alpha_1$.

Первая операция соответствует повороту системы координат, а вторая — изменяет начало обхода контура.

Обозначим через M множество цепочек, которые можно получить из заданной цепочки, используя операции 1 и 2. Пусть цепочка α соответствует объекту, а цепочка β — эталону. Сравнение этих цепочек можно выполнять с помощью автокорреляционной функции [2]

$$K(\alpha, \beta) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos \frac{\pi}{4} (\alpha_i - \beta_i).$$

Вычисление величины

$$K_0 = \max_{\alpha \in M} K(\alpha, \beta')$$

при фиксированной цепочке $\beta' = \varphi_1(\beta)$ позволяет сформулировать правило для вынесения решения в таком виде: если

K_0 больше $1-\varepsilon$, то принимается решение «смещение отсутствует», в противном случае — отмечается наличие смещения, где величина ε выбирается из практических соображений или устанавливается на основании моделирования.

Определение цепочки Фримена для контура позволяет оценить его длину, площадь соответствующей плоской фигуры и т. п. [1]. Эти признаки могут представлять интерес для формирования рабочего алфавита признаков как основы построения новых правил для вынесения решения. Для исследования эффективности применения цепочек Фримена к задаче контроля разработан набор программ на языке Бейсик, позволяющий организовать необходимые вычислительные эксперименты.

Задачу выбора рабочего алфавита признаков [3] для проблемы контроля размещения элементов на печатной плате можно сформулировать так. Пусть задан исходный алфавит признаков $\Lambda = \{X_1, X_2, X_3, \dots, X_N\}$. Для каждого признака X_i определено время измерения (получения) значения — t_i ($i=1, 2, \dots, N$). Рассмотрим последовательную процедуру выбора между гипотезами H_0 и H_1 , где гипотеза H_0 соответствует, например, отсутствию смещения, а H_1 — ее альтернативе. Выбор между гипотезами осуществляется при выполнении следующей процедуры. Сначала вычисляется значение признака X_1 и принимается гипотеза H_0 , если $X_1 \in G_1$. В противном случае измеряется признак X_2 . При $X_2 \in G_2$ принимается гипотеза H_0 , иначе — измеряется значение признака X_3 и т. д. Наконец, если значение последнего признака не принадлежит соответствующей области принятия гипотезы H_0 , то принимается гипотеза H_1 .

Пусть $G_1, G_2, \dots, G_N, \dots$ выбраны так, что ошибки первого и второго рода равны α_k и β_k ($k=1, 2, \dots, N$) соответственно. Тогда при условии независимости признаков вероятность ошибочного решения с помощью указанной последовательной процедуры

$$P(\text{ошибка}) = [\beta_1 + (1-\beta_1)\beta_2 + \dots + \prod_{i=1}^{m-1} (1-\beta_i)\beta_m]P(H_1) + \prod_{i=1}^m \alpha_i P(H_0),$$

где $P(H_0)$ и $P(H_1)$ — безусловные вероятности того, что справедлива H_0 или H_1 соответственно, α_i и β_i — ошибки первого и второго рода для выбранных и упорядоченных $m < N$ рабочих признаков.

Время для вынесения решения в этих условиях T — случайная величина, математическое ожидание которой

$$M(T) = t_1 P(X_1 \in G_1) + (t_1 + t_2) P(X_1 \in \bar{G}_1 \cap X_2 \in G_2) + \dots + \left(\sum_{k=1}^m t_k \right) P(X_1 \in \bar{G}_1 \cap X_2 \in \bar{G}_2 \cap \dots \cap X_{m-1} \in \bar{G}_{m-1}),$$

где вероятности указанных событий и их пересечений легко выражаются через α_i и β_i с учетом $P(H_0)$ и $P(H_1)$.

Требуется выбрать такое подмножество $\{i_1, i_2, \dots, i_m\}$ из множества $\{1, 2, \dots, N\}$, чтобы минимизировать $P(\text{ошибка})$ при заданном ограничении $M(T) \leq t_0$, где t_0 — заданная постоянная.

Решение этой задачи методом простого перебора и последовательного увеличения m требует

$$C^1_N + C^2_N + \dots C^N_m$$

числа вычислений величин $M(T)$ и $P(\text{ошибка})$, где C_N^k — число сочетаний из N по k . Для малых значений N такой объем работы вполне приемлем. Последнее имеет место в приведенной здесь задаче контроля.

Рассмотрим вопрос о времени анализа всей печатной платы. Пусть время для вынесения решения при анализе каждого элемента равно τ , а вероятность того, что произойдет смещение лапки отдельного элемента, постоянна, равна p и не зависит от местоположения этого элемента на печатной плате. Тогда время проверки всей платы η как время анализа до первого обнаруженного смещения есть случайная величина с известным законом распределения [4]

$$P(\eta = k\tau) = pq^{k-1}, \quad k = 1, 2, \dots, n = 1,$$

$$P(\eta = n\tau) = q^n,$$

где $q = 1 - p$, n — общее число элементов на плате.

Математическое ожидание и дисперсия η соответственно

$$M(\eta) = \frac{\tau(1-q^n)}{p},$$

$$D(\eta) = \frac{\tau^2 q}{p^2} [1 - 2npq^{n-1} - q^{2n}].$$

В общем случае величина τ есть функция шага сетки h и убывает при возрастании h по смыслу исходной технической задачи. Поэтому при заданной функции $\tau(h)$ можно определить такое минимальное h , при котором имеет место неравенство

$$M(\eta) \leq t_0 = 2 \text{ мин.}$$

если пренебречь временем поступления информации. Полученное таким способом h можно использовать для исследования эффективности применения того или иного признака с точки зрения правила для вынесения решения или, точнее, вероятности принятия правильных решений на основании правила, сформулированного с использованием данного анализа, если задан закон распределения появлений значений этого признака.

Вычислительные эксперименты, связанные с применением цепочек Фримена для оценки длины контура и площади фигуры, ограниченной им, показывают, что точность оценки длины контура не повышается при уменьшении h , а в отдельных случаях существует такое значение h , при котором точность наибольшая. При оценке площади такого явления не наблюдалось.

Дальнейшее изучение проблемы контроля размещения элементов на печатной плате требует вычислительных экспериментов на ЭВМ с помощью моделирования реальных характеристик изделий производства.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Катков В. Л., Хлебневич Г. Е. Базовый пакет программ для работы с цепочками Фримена//Программирование, 1985. № 4. С. 66--72.
2. Дуда Р., Харт П. Распознавание образов и анализ сцен. М.: Мир, 1976.
3. Горелик А. М., Гуревич И. Б., Скрипник В. А. Современное состояние проблемы распознавания. М.: Радио и связь, 1985.
4. Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. Прикладные задачи теории вероятностей. М.: Радио и связь, 1983.

УДК 681.326.74

А. Н. Жирабок, А. Е. Шумский

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ДЛЯ КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ СИСТЕМ

Постановка задачи. Одним из эффективных методов контроля состояний систем является функциональное диагностирование (ФД), позволяющее производить контроль в процессе применения системы по ее прямому назначению. Хорошо разработаны методы ФД для систем, описываемых линейными дифференциальными уравнениями [1]. В статье

предлагается решение задачи ФД для нелинейных систем, которые описываются нелинейными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами вида

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t)), \quad (1)$$

где x — вектор состояния системы, u — вектор входного воздействия, f — нелинейная векторная функция.

Предполагается, что вектор измерения (выхода) y связан с нелинейной зависимостью с вектором x :

$$y(t) = h(x). \quad (2)$$

Требуется спроектировать контролируемую систему (КС) минимальной размерности, описываемую дифференциальными уравнениями вида

$$\dot{x}_* = f_*(x_*, y, u), \quad y_* = h_*(x_*). \quad (3)$$

где x_* — n -мерный вектор состояния системы, y_* — вектор выхода, f_* , h_* — нелинейные функции.

При этом предполагается, что при безошибочной работе исходной и контролирующей систем векторы y и y_* в каждый момент времени t связаны известной нелинейной функцией

$$y_*(t) = r(y(t)), \quad (4)$$

причем при возникновении ошибки это равенство нарушается.

КС может быть реализована на ЭВМ или в виде специализированного устройства, реализующего уравнения (3). Функция r выбирается исходя из требований полноты контроля; этот вопрос достаточно полно рассмотрен в работе [1] и здесь не обсуждается. Для простоты изложения предположим, что y_* — скаляр и r — скалярная функция.

Для решения поставленной задачи введем ряд специальных математических конструкций, которые в другой форме были предложены в работе [2].

Алгебра функций. Пусть G — множество векторных функций, заданных на линейном пространстве X . Зададим на G отношение частичного порядка: если α и β функции из G , то $\alpha \leq \beta$, если и только если найдется функция η такая, что коммутативная диаграмма

$$\begin{array}{ccc} & X & \\ \swarrow & & \searrow \\ S & \xrightarrow{\eta} & T \end{array} \quad (5)$$

Таким образом, $\alpha \leq \beta$ в том и только в том случае, когда каждая компонента функции β функционально выражается через компоненты функции α . Если $\alpha \leq \beta$ и $\beta \leq \alpha$, то будем записывать $\alpha \cong \beta$ и называть функции α и β эквивалентными.

С помощью коммутативной диаграммы

$$\begin{array}{ccc}
 & X & \\
 \swarrow & \downarrow & \searrow \\
 S & \xrightarrow{\pi_S} & T \\
 & S \times T &
 \end{array}
 \quad (6)$$

определим функцию γ (обозначение $\gamma = \alpha \times \beta$). Здесь π_S и π_T — проекции: $\pi_S(s, t) = s$, $\pi_T(s, t) = t$ для всех $(s, t) \in S \times T$. Можно проверить: если положить $\gamma = \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix}$, т. е. составить функцию γ из всех компонентов функций α и β , то диаграмма (6) будет коммутативной. Ясно, что $\alpha \times \beta \leq \alpha$ и $\alpha \times \beta \leq \beta$. Более содержательным является следующий результат: функция $\gamma = \alpha \times \beta$ является наибольшей, удовлетворяющей неравенствам $\gamma \leq \alpha$ и $\gamma \leq \beta$.

Для системы (1) зададим на G бинарное отношение $\Delta: (\alpha, \beta) \in \Delta$, если для некоторой функции δ коммутативна диаграмма

$$\begin{array}{ccc}
 X \times U & \xrightarrow{f} & X \\
 \downarrow \alpha \pi_X \times \pi_U & & \downarrow \frac{d\beta}{dx} \\
 S \times U & \xrightarrow{\delta} & T
 \end{array}
 \quad (7)$$

Здесь X и U — линейные пространства векторов состояний и входов соответственно.

Для заданной функции β через $M(\beta)$ обозначим функцию, удовлетворяющую условиям $(M(\beta), \beta) \in \Delta$, $(\alpha, \beta) \in \Delta \Leftrightarrow \alpha \leq M(\beta)$ для произвольной функции $\alpha \in G$. Для практически важного случая, когда функции f и β представляют собой полиномы относительно компонент векторов x и u , функция $M(\beta)$ вычисляется достаточно просто, если

$$\frac{d\beta}{dx} f(x, u) = a_0(x) + b_0(u) + \sum_{i=1}^p a_i(x) b_i(u),$$

где a_0, d_1, \dots, a_p — произвольные функции, а функции $1, b_1, \dots, b_p$ линейно независимы, то $M(\beta) = a_0 \times a_1 \times \dots \times a_p$.

Таким образом, если f и β — полиномы, то функция $M(\beta)$ определяется единственным образом и, следовательно, можно говорить об операторе M . Можно показать, что этот оператор обладает двумя важными свойствами: из $\alpha \leq \beta$ следует неравенство $\alpha \times M(\alpha) \leq M(\beta)$; справедливо соотношение $M(\alpha \times \beta) \simeq M(\alpha) \times M(\beta)$,

Общее решение задачи ФД. Будем полагать, что наряду с условием (4) существует дифференцируемая функция $\varphi: X \rightarrow X_*$ такая, что

$$\varphi(x(t)) = x_*(t) \quad (8)$$

для всех t . Здесь и в дальнейшем символом «*» будут отмечены пространства векторов, входящих в описание КС. Дифференцируя обе части последнего равенства и учитывая соотношения (1) и (3), получаем

$$-\frac{d\varphi}{dx} f(x, u) = f_*(\varphi(x), h(x), u). \quad (9)$$

Из соотношений (2)—(4), (8) так же следует равенство

$$r(h(x)) = h_*(\varphi(x)). \quad (10)$$

Полученные соотношения (9) и (10) являются функциональными уравнениями относительно неизвестных функций f_* и h_* ; в них, однако, входит неизвестная функция φ , для определения которой перейдем от уравнений (9), (10) к специальным неравенствам. Для этого представим равенства (9) и (10) эквивалентными им диаграммами:

$$\begin{array}{ccc}
 X \times U & \xrightarrow{f} & X \\
 \uparrow (\varphi \times h) \pi_X \times \pi_U & & \downarrow \frac{d\varphi}{dx} \\
 X_* \times Y \times U & \xrightarrow{f} & X_*
 \end{array}
 \qquad
 \begin{array}{ccc}
 X & \xrightarrow{h} & Y \\
 \varphi \downarrow & & \downarrow r \\
 X_* & \xleftarrow{h_*} & Y_*
 \end{array}$$

Сравнивая эти диаграммы с диаграммами (7) и (5), можно сделать вывод о том, что справедливы соотношения $(\varphi \times h, \varphi) \in \Delta$ и $\varphi \ll rh$. Перепиывая первое из них согласно определению оператора M , получаем искомые неравенства

$$\varphi \times h \ll M(\varphi), \quad \varphi \ll rh. \quad (11)$$

Синтез КС. Метод решения неравенства (11) зависит от требуемой структуры дифференциальных уравнений, описывающих КС. Будем полагать, что уравнения (3) имеют следующий вид:

$$\begin{aligned}
 \dot{y}_* &= x_{*1}, \quad \dot{x}_{*i} = f_{*i}(x_{*i+1}), \quad i=1, 2, \dots, n-1, \\
 \dot{x}_{*n} &= f_{*n}(x_{*1}, x_{*2}, \dots, x_{*n}),
 \end{aligned}$$

Можно показать, что для существования КС указанной структуры необходимо и достаточно, чтобы при некотором k выполнялось условие

$$h \times M(rh) \times M^2(rh) \times \dots \times M^{k-1}(rh) \ll M^k(rh), \quad (12)$$

где $M^i = M(M^{i-1})$.

Покажем достаточность. Положим $\varphi_1 = rh$, $\varphi_2 = M(r, h)$, ..., $\varphi_k = M^{k-1}(rh)$ и $\varphi = \varphi_1 \times \varphi_2 \times \dots \times \varphi_k$. Очевидно, что $\varphi \leq rh$, т. е. справедливо второе из неравенств (11). Из свойств оператора M следует, что $M(\varphi) \cong M(h) \times M^2(rh) \times \dots \times M^k(rb)$. Очевидно, неравенство $M(\varphi) \geq h \times rh \times M(\varphi)$, что с учетом структуры функций φ и $M(\varphi)$ дает неравенство $M(\varphi) \geq h \times \varphi \times M^k(rh)$. Так как по условию (12) $h \times \varphi \leq M^k(rh)$, то $h \times \varphi \times M^k(rh) \cong h \times \varphi$ и, следовательно, $M(\varphi) \geq h \times r$, т. е. справедливо первое из неравенств (11).

Для решения неравенства (12) можно предложить следующую процедуру. Последовательно для $k=1, 2, \dots$ определяются функции $h, M(rh), \dots, M^k(rh)$ (при этом $M^0(rh) = rh$) и проверяется, выражается ли последняя функция через предыдущие.

После решения неравенства (12) положим $x_{*i} = \varphi_i(x)$, при этом, если функция φ_i содержит несколько компонент, то каждой из них ставится в соответствие своя компонента вектора x_* . Далее для определения i -той компоненты функции f_* найдем производную $x_{*i} = \frac{d\varphi_i}{dx} f$ и заменим в правой части последнего равенства компоненты вектора x компонентами векторов x_* и y (это можно сделать в силу выполнения первого из неравенств (11)). Аналогичную замену сделаем в функции rh (она возможна в силу выполнения второго из неравенств (11)).

Заметим, что в качестве компонент функции φ нет необходимости использовать все компоненты функции $h \times M(rh) \times \dots \times M^{k-1}(rh)$, достаточно взять только те из них, через которые функционально выражаются все остальные. Это соответствует тому факту, что вместо функции φ мы берем ей эквивалентную, но содержащую меньшее число компонент; размерность КС при этом уменьшается и структура ее реализации уже может не соответствовать принятой, но в большинстве случаев это несущественно.

Пример. Пусть исходная система задана системой уравнений

$$\dot{x}_1 = 2x_1 u_1 u_2, \quad \dot{x}_2 = x_1 x_3, \quad \dot{x}_3 = (x_4 + x_5)^2,$$

$$\dot{x}_4 = x_3 u_2, \quad \dot{x}_5 = x_6 u_1, \quad \dot{x}_6 = x_2 + u_2,$$

$$y_1 = x_2, \quad y_2 = x_6.$$

Примем $r(y) = y_1 + y_2$ и произведем синтез КС.

Так как $rh(x) = x_2 + x_6$, то $\frac{d(rh)}{dx} = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]$ и $\frac{d(rh)}{dx} f = x_1 x_3 + x_2 + U_2$. Отсюда в соответствии с правилом вычисле-

ния оператора M получаем функцию $M(rh) = x_1x_3 + x_2$, которая, очевидно, не выражается через функцию $h = x_2 + x_6$. Аналогичные вычисления дают функцию $M^2(rh) = x_1(x_4 + x_5)^2 + x_1x_3$, не выражающуюся через компоненты функции $h + M(rh)$. Далее получаем функцию $M^3(rh) = x_1(x_4 + x_5)^2 \times x_1x_3(x_4 + x_5) \times x_1x_6(x_4 + x_5) \times (x_1(x_4 + x_5)^2 + x_1x_3) \cong x_1 \times x_3 \times x_6 \times (x_4 + x_5)$, не выражающуюся через компоненты функции $h \times M(rh) \times M^2(rh)$, и, наконец, функцию $M^4(rh) \cong x_1 \times (x_4 + x_5)^2 \times x_2 \times x_3 \times x_6$, которая выражается через компоненты функции $h \times M(rh) \times M^2(rh) \times M^3(rh) \cong x_1 \times x_2 \times x_3 \times (x_4 + x_5) \times x_6$.

Положим $\varphi \cong x_1 \times x_2 \times x_3 \times (x_4 + x_5) \times x_6$ и найдем, например, функцию $f_{*3} \dot{x}_{*3} = \dot{x}_5 = (x_4 + x_5)^2 = x_{*4}^2$. Продолжая аналогично, получим в конечном итоге описание КС:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{*1} &= 2x_{*1}u_1u_2, & \dot{x}_{*2} &= x_{*1}x_{*3}, & \dot{x}_{*3} &= x_{*4}^2, \\ \dot{x}_{*4} &= x_{*2}u_2 + x_{*5}u_1, & \dot{x}_{*5} &= x_{*2} + u_2, & y_* &= x_{*2} + x_{*5}. \end{aligned}$$

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Мироновский Л. А. Функциональное диагностирование динамических систем: Обзор//Автоматика и телемеханика, 1980. № 8. С. 96—121.
2. Жирабок А. Н., Шумский А. Е. Функциональное диагностирование прерывных динамических систем, описываемых уравнениями с полиномиальной правой частью//Автоматика и телемеханика, 1987. № 8. С. 154—164.

УДК 681.11.057

В. Н. Яшин

ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ КАНАЛА ИЗМЕРЕНИЯ МГНОВЕННОГО СУТОЧНОГО ХОДА ИИС КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА МЕХАНИЧЕСКИХ ЧАСОВ

Контроль состояний таких сложных динамических систем, как современные механические часы, связан с проведением диагностических процедур. Среди этих процедур существенное место принадлежит диагностике механических балансовых часов по мгновенному и мгновенному суточному ходу, измерения которых должны удовлетворять требованиям по достоверности. В настоящее время измерение мгновенного и мгновенного суточного хода производится как с использованием электромеханических средств (приборы типа ППЧ), так и средств, базирующихся на цифровых методах обработки и отображения измерительной информации. Существенным

фактором, сдерживающим широкое использование цифровых средств измерения мгновенного суточного хода в производственных условиях при проведении диагностики, является невысокая помехозащищенность. Действие импульсных помех значительно искажает картину процесса измерения и существенно снижает достоверность измерения мгновенного суточного хода и влияет, в конечном счете, на достоверность контроля состояний объекта измерения. Существующие цифровые средства измерения мгновенного суточного хода основаны на квантовании заданного промежутка времени импульсами кварцевого генератора при следующей зависимости [1]:

$$\Omega = fKT - 86400, \quad (1)$$

где Ω — мгновенный суточный ход; f — частота импульсов кварцевого генератора; K — целое число периодов колебания проверяемых часов; T — период колебания баланса часов; 86400 — число секунд в сутках.

Частота f кварцевого генератора подбирается по K и номинальному периоду колебаний T_n из соотношения

$$f = \frac{86400}{KT_n},$$

где KT_n — кварцованный промежуток времени, в течение которого генератор выдает на счетное устройство 86400 импульсов.

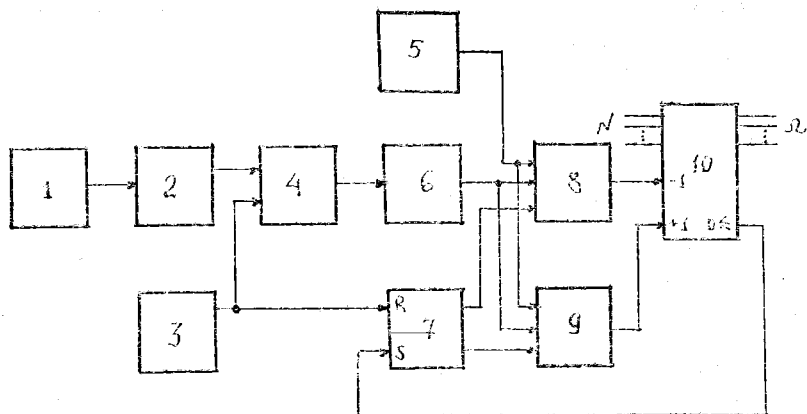
Как видно из (1), число K определяет время измерения мгновенного значения суточного хода, которое может быть определено из условия изменений текущих периодов колебаний баланса за данный интервал:

$$t = KT_n + \sum_{i=1}^K \Delta T_i, \quad (2)$$

где ΔT_i — текущее отклонение периода колебаний баланса от номинального значения, $\Delta T_i = T_i - T_n$.

Величина K может изменяться от 1 до $86400/T_n$ и выбирается в зависимости от заданного времени измерения.

Аппаратурная реализация алгоритма измерения мгновенного суточного хода достаточно проста, один из наиболее распространенных вариантов алгоритма представлен на рисунке. Согласно его структурной схеме звуковые шумы, возникающие при функционировании анкерного спуска и следующие через временной интервал, равный полупериоду колебаний баланса, воспринимаются пьезодатчиком I , преобразуются в импульсы тока и поступают на формирователь полупериодов колебаний баланса. На выходе формирователя



2 образуется последовательность прямоугольных импульсов, период следования которых соответствует текущему периоду колебаний баланса контролируемых часов, а длительность одного прямоугольного импульса равна полупериоду, т. е. в случае, если отсутствует погрешность регулировки статического равновесия системы баланс—спираль, на выходе формирователя образуется последовательность прямоугольных импульсов со скважностью, равной двум (меандр). Если эта погрешность есть, то длительность прямоугольных импульсов и пауз, составляющих период, не равна полупериоду колебаний баланса и длительность их может изменяться по случайному закону. С выхода формирователя 2 последовательность прямоугольных импульсов через логическую схему «И» поступает на блок формирования времени измерения, который разрешает прохождение импульсов кварцевого генератора 5 через логическую схему «И» на реверсивный счетчик 10 за время, определяемое соотношением (2). На реверсивный счетчик 10 предварительно заводится уставка $N=86400$, считающаяся импульсами кварцевого генератора за время, определяемое блоком 6. Оставшееся после считывания число в реверсивном счетчике будет определять мгновенный суточный ход. Таким образом, блок 6 подсчитывает K периодов колебаний баланса и определяет длительность измерения мгновенного суточного хода. Подсчет числа импульсов в блоке 6 обычно производится счетчиком и внешние импульсные помехи в первую очередь оказывают влияние на него, вследствие чего вместо заданного интервала измерения формируется интервал меньшей длительности и пропорциональный

среднему числу импульсов помехи λ в единицу времени. Считая, что вероятность появления k импульсов помехи в течение времени t подчиняется закону Пуассона, можно записать

$$P_k(t) = \frac{\lambda^k}{k!} e^{-\lambda t}; \quad (3)$$

где λ — среднее число импульсов в единицу времени.

Уменьшая время измерения мгновенного суточного хода, т. е. уменьшая K (минимальное $K=1$), можно повысить помехозащищенность блока b , поскольку уменьшается вероятность попадания k импульсов за данный интервал, но при этом результат измерения основывается на анализе меньшего числа периодов колебаний баланса и достоверность измерения реального суточного хода уменьшается. Последнее легко доказать, если преобразовать соотношение (1):

$$\Omega = fKT - 86400 = f \sum_{i=1}^K T_i - fKT_n = f \left(\sum_{i=1}^K T_i - \sum_{i=1}^K T_n \right) = f \left(\sum_{i=1}^K \Delta T_i \right). \quad (4)$$

Поскольку $f = \frac{86400}{KT_n}$, то (4) можно привести к следующему виду:

$$\Omega = \frac{86400}{T_n} \left(\frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \Delta T_i \right) = \frac{86400}{T_n} \Delta T_{\text{ср}}. \quad (5)$$

Из соотношения (5) видно, что с увеличением интервала измерения повышается возможность получения наилучшей оценки для ΔT_i , но помехозащищенность измерения падает. Так, если предположить, что время измерения мгновенного суточного хода 30 с при $T_n = 0,4$ с, $K=75$ и λ (среднее число импульсов в единицу времени) соответственно равно 1, 3, 5..., то результат измерения мгновенного значения суточного хода завьшается соответственно в 30, 100, 200 и более раз, т. е. результаты измерений будут восприниматься как грубые ошибки и информация о мгновенном значении суточного хода за данный интервал измерения будет утрачена. Появление таких грубых ошибок объясняется тем, что под воздействием импульсных помех изменяется интервал измерения (изменяется число K), поскольку в блоке b счетчик выдает сигнал об окончании измерения после подсчета им K импульсов, при этом в эти K импульсов будут входить и импульсы помехи, что приводит к уменьшению времени измерения (уменьшению t) на величину, пропорциональную среднему числу импульсов помехи λ в единицу времени. Для сохранения достоверности

измерения мгновенного суточного хода при изменении K необходимо изменить и частоту f кварцевого генератора, что при использовании известного алгоритма измерения трудно осуществимо. Один из вариантов повышения помехозащищенности измерения мгновенного суточного хода заключается в статистической обработке периодической последовательности импульсов, входящих в измерительный интервал. Из выражения (4) видно, что мгновенный суточный ход пропорционален сумме K отклонений ΔT_i , умноженной на масштабный коэффициент. Наличие импульсных помех приводит к значительному изменению ΔT_i , которое необходимо исключить из рассмотрения, т. е. возникает проблема, известная в статистике как проблема отбрасывания данных. Сведения из работы [2] и проведенные автором эксперименты показали, что ΔT_i за интервал измерения изменяются случайным образом и представляют собой случайный стационарный процесс, распределенный по нормальному закону с математическим ожиданием $m_{\Delta T}$ и среднеквадратическим отклонением $\sigma_{\Delta T}$.

Алгоритм измерения Ω может быть следующим. За интервал измерения, определяемый выражением (2), цифровым способом определяются значения

$$\Delta T_i = N_i / f_s,$$

где N_i — число импульсов эталонной частоты f_s , поступивших за время ΔT_i на счетное устройство, которое записывается в ячейки запоминающего устройства (ОЗУ) канала измерения мгновенного суточного хода.

Далее определяются математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение по известным формулам

$$m_{\Delta T} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \Delta T_i;$$

$$\sigma_{\Delta T} = \sqrt{\frac{1}{K-1} \sum_{i=1}^K (\Delta T_i - m_{\Delta T})^2}.$$

Из записанных значений ΔT_i в ОЗУ выбирается максимальное, по которому определяется параметр t :

$$t = \frac{\Delta T_{\max} - m_{\Delta T}}{\sigma_{\Delta T}}.$$

По таблицам интеграла ошибок (данные таблицы записываются в ПЗУ канала измерения) определяется вероятность того, что значение ΔT_{\max} будет отличаться от $m_{\Delta T}$ на t или более стандартных отклонений. Умножая полученную вероят-

ность на число K , получаем n значений ΔT_i , которые превышают ΔT_{\max} , т. е.

$$n \text{ (хуже, чем } \Delta T_{\max}) = KP \text{ (вне } t\sigma_{\Delta T}).$$

Полученное значение n необходимо сравнить с некоторым выбираемым порогом. Если использовать критерий Шовене [33], то при $n < 1/2 \Delta T_{\max}$ отбрасывается, т. е. остается $K-1$ значений ΔT_i . Далее выбирается из ОЗУ следующее значение ΔT_i и алгоритм повторяется. Таким образом, после анализа значений ΔT_i остается $K-h$ отклонений периодов колебаний баланса от своего номинального значения, где h — число отброшенных периодов, которые подвергались действию помех. Окончательное выражение для измерения мгновенного суточного хода получим в следующем виде:

$$\Omega = f \left(\sum_{i=1}^K \Delta T_i \right) = f \left(\sum_{i=1}^K N_i / f_0 \right) = \frac{86400}{K \cdot T_n f_0} \left(\sum_{i=1}^K N_i \right) = \frac{\eta}{K} \left(\sum_{i=1}^K N_i \right), \quad (6)$$

где
$$\eta = \frac{86400}{T_n f_0} = \text{const.}$$

В окончательном выражении (6) значение K варьируется в зависимости от числа отбрасываемых ΔT_i , т. е. алгоритм измерения Ω адаптируется к действию помех.

Использование микропроцессорной техники позволяет достаточно просто реализовать предложенный алгоритм, который позволит повысить помехозащищенность канала измерения мгновенного суточного хода в ИИС для контроля качества механических часов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Панин Н. И., Чернягин Б. М. Технические средства испытаний и оперативная оценка качества наручных часов при ускоренном выборочном контроле // Тр. НИИчаспрома. М., 1970. Вып. 2 (5).
2. Шполянский В. А. Хронометрические системы. М.: Машиностроение, 1980.
3. Тейлор Дж. Введение в теорию ошибок. М.: Мир, 1985.

УДК 531.781.2:1, 621.317

Г. И. Передельский, А. У. Касьянов

СХЕМА ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ ПРОЧНОСТИ КОНСТРУКЦИИ

Прочностные испытания в процессе разработки сложных механизмов и конструкций позволяют конструкторам-разработчикам получить эпюры напряжений, максимальные значе-

ния и координаты деформации в цифровой форме, по которым легко можно восстановить значения напряжений в любой точке сечения. Такие показания выдают информационные тензоизмерительные системы.

Прочностные испытания конструкций проводятся в помещениях (статзалах), насыщенных большим количеством энергоемкого оборудования, осуществляющего различные воздействия на объект исследования: статические нагрузки, вибрацию, разогрев и охлаждение. Работа этого оборудования сопряжена с коммутацией значительных токов, рекуперацией энергии в электрическую сеть, быстрыми изменениями значений электрических нагрузок, что ведет к появлению весьма высокого уровня помех, наводимых в линиях связи и сети питания тензоизмерительной системы. По характеру протекания во времени помехи подразделяют на гармонические, импульсные и шумы [1], по месту приложения — на симметричные и несимметричные [2]. Симметричная (или поперечная) помеха приложена в однофазной линии связи между зажимами прямого и обратного проводов, несимметричная (или продольная) помеха — между проводом линии связи и общей шиной (землей).

Элементная база информационно-тензоизмерительной системы насыщена запоминающими и формирующими схемами и характеризуется чрезвычайно малой энергией полезных (несущих информацию) сигналов. Энергия этих сигналов на 4—6 порядков меньше энергии электромагнитных помех из сети питания измерительной системы и окружающего пространства. Достоверность показаний измерительной системы зависит от помехозащищенности и допускаемой восприимчивости всех систем. Преобладающими помехами при тензометрировании в стационарных условиях являются продольные помехи, обусловленные наводками промышленной частоты [3]. Ослабление влияния помех в тензоизмерительных системах основано на питании измерительной цепи двуполярными импульсами, следующими с большой скважностью. При этом напряжения, несущие информацию, складываются, а напряжения низкочастотных помех вычитаются и существенно ослабляются [3, 4]. Коэффициент ослабления помехи промышленной частоты на выходе измерительной системы зависит от начальной фазы помехи в момент подачи импульсного питания. Минимальное ослабление помехи происходит при совпадении импульсного питания с моментом перехода фазы через «0», когда взаимной компенсации наводок не происходит.

В тензонизмерительной системе для прочностных испытаний [3] подавление помех осуществляется следующим образом. Измерительная цепь питается от источника двуполярных импульсов. Выделение измеряемого напряжения производится фиксирующими конденсаторами C_1 , C_2 (рис. 1).

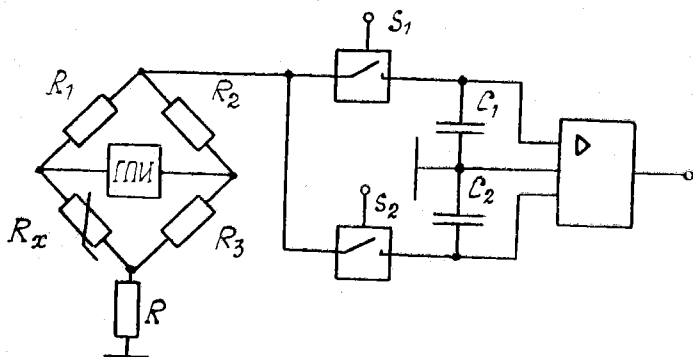


Рис. 1

Сигнал усиливается с помощью двухкаскадного дифференциального усилителя (ДУ). Недостатком этого устройства является необходимость использования инерционного звена—фиксирующих конденсаторов, которые снижают быстродействие системы. Уравновешивание выполняется лишь по одному параметру, так как применена резистивная мостовая схема.

Мостовое измерительное устройство, в котором сохранен известный принцип подавления продольной помехи [5, 3], позволяет производить измерение уже трех параметров—двух активных и одного емкостного. Питание измерительного моста осуществляется последовательными парными двуполярными импульсами прямоугольной, линейно изменяющейся и квадратичной форм. Мостовая схема обладает отдельным уравновешиванием по каждому параметру. При выполнении уравновешиваний по каждому параметру в определенной последовательности импульс в измерительной диагонали после окончания переходных процессов всегда будет иметь плоскую вершину. Это позволило применить тот же метод подавления помех, что и в работе [3]. В работе [4] подавление продольной помехи осуществляется в $R-C$ -цепи подавления помех (рис. 2). Измерительная мостовая схема питается короткими парными двуполярными прямоугольными импульсами. Импульсы в измерительной диагонали моста предварительно

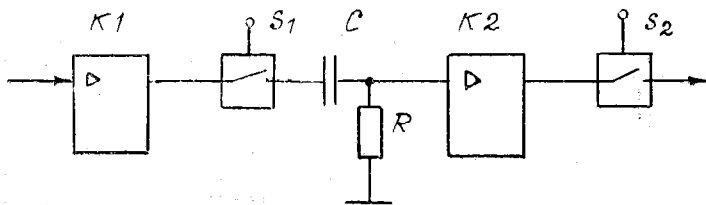


Рис. 2

усиливаются усилителем $K1$. Во время действия первого импульса конденсатор C заряжается через замкнувшийся ключ S_1 до напряжения сигнала, несущего информацию, просуммированного (алгебраически) с напряжением помехи. Во время действия второго импульса противоположной полярности конденсатор C перезаряжается до напряжения сигнала, но уже другой полярности, алгебраически просуммированного с помехой. Так как напряжение помехи практически постоянно во время действия коротких питающих импульсов, то амплитуда сигнала на резисторе во время перезаряда конденсатора C зависит только от напряжения сигнала, несущего информацию. Происходит эффективное подавление помехи, но существенно ослабляется полезный сигнал из-за влияния паразитных параметров схемы: сопротивления открытого ключа S_1 , выходного сопротивления усилителя $K1$, паразитной входной емкости усилителя $K2$ и т. д.

Для последнего варианта имеется принципиальная возможность существенно снизить уменьшение чувствительности изменением значений постоянной времени в схеме подавления помех на различных отрезках времени.

Работу цепи подавления низкочастотных помех, используемой в мостовых измерителях, поясняет функциональная схема, приведенная на рис. 3, а, где $K1$ и $K2$ — усилители,

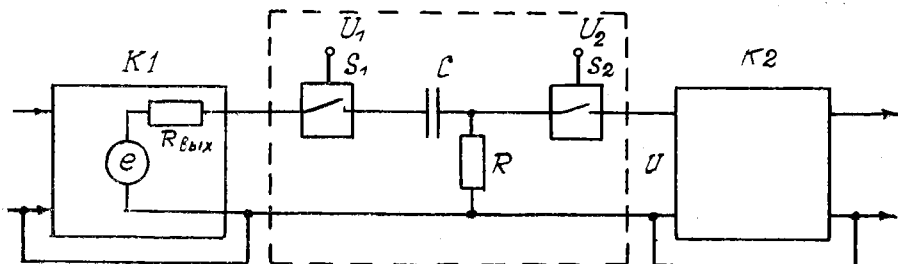


Рис. 3, а

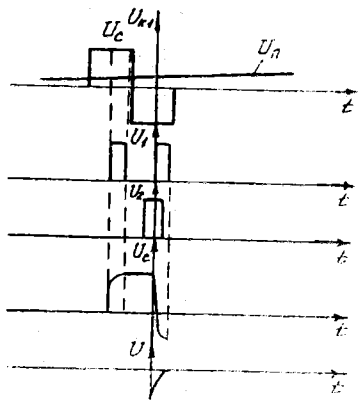


Рис. 3, б

Осциллограммы напряжений приведены на рис. 3, б. Цепь подавления низкочастотных помех образуют управляемые ключи S_1 , S_2 и R — C —цепь. С учетом паразитной емкости импульсное напряжение на входе второго усилительного каскада, в масштабе увеличенного, имеет вид, показанный на рис. 4, а. Здесь паразитная емкость существенно уменьшает выходной сигнал цепи подавления помех, понижает ее чувствительность. Таким же образом действует выходное сопротивление первого усилителя и сопротивления первого ключа в замкнутом состоянии.

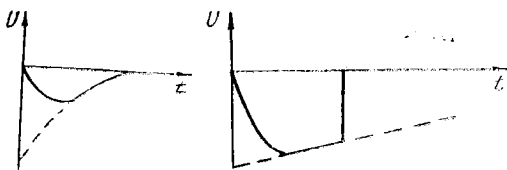


Рис. 4, а, б

Реальную оценку выходного импульса цепи подавления низкочастотных помех дает эквивалентная схема, приведенная на рис. 5. В ней учтена паразитная емкость C_n , кото-

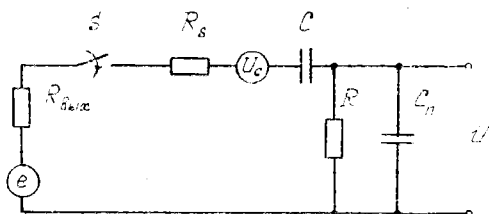


Рис. 5

рую, в основном, составляют входная емкость второго усилителя и емкость монтажа, прямое сопротивление первого управляемого ключа R_s и выходное сопротивление первого усилителя $R_{\text{вых}}$. За начало отсчета взят момент второго включения первого ключа S_1 (см. рис. 3, б). К этому моменту времени емкость C заряжена до напряжения

$$U_c = U_n + U_c. \quad (1)$$

С момента начала отсчета на цепь воздействует напряжение (см. рис. 3, б)

$$e = U_n - U_c. \quad (2)$$

Уравнение для этой эквивалентной схемы в операторной форме имеет вид

$$\frac{U_n - U_c}{p} = \left[\frac{U(p)}{R} + p C_n U(p) \right] (R_{\text{вых}} + R_s + \frac{1}{pC} + \frac{U_n + U_c}{p} + U(p). \quad (3)$$

Выходное напряжение цепи подавления помех определяется выражением

$$U(t) = \frac{2U_c RC}{b\sqrt{1-\gamma}} (e^{-\frac{t}{\tau_1}} - e^{-\frac{t}{\tau_2}}), \quad (4)$$

где
$$\tau_{1,2} = \frac{1}{p_{1,2}} = \frac{2a}{b(1 \pm \sqrt{1-\gamma})}, \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} a &= C C_n R (R_{\text{вых}} + R_s), \quad b = R(C + C_n) + C(R_{\text{вых}} + R_s); \\ \gamma &= \frac{4C C_n (R_{\text{вых}} + R_s)}{R(C + C_n)^2 + 2C(R_{\text{вых}} + R_s)(C + C_n) + C^2(R_{\text{вых}} + R_s)^2/R}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Выражения приведены к виду, удобному для дальнейшего осмысления.

Рассмотрев осциллограмму выходного напряжения (рис. 4, а), работу эквивалентной схемы и выражение (4), можно сделать заключение, что амплитуда выходного напряжения схемы подавления помех тем больше, чем больше значение сопротивления R и чем сильнее отличаются друг от друга значения постоянных времени τ_1 и τ_2 . Последнее следует из выражения (5) при условии

$$\gamma \ll 1. \quad (7)$$

Значение емкости C не должно быть малым, чтобы не было заметного разряда ее в паузе между двумя управляющими импульсами первого электронного ключа. Сверху значение ее ограничивается неравенством

$$5C(R + R_{\text{вых}} + R_s) < t_{\text{и}}, \quad (8)$$

где $t_{\text{и}}$ — длительность управляющих импульсов электронных ключей.

Значение паразитной емкости является малым и для реальных схем всегда в сильной степени выполняется неравенство

$$C \gg C_{\text{п}}. \quad (9)$$

С учетом этого получим

$$\gamma \approx \frac{4C_{\text{п}}}{C} \frac{R_{\text{вых}} + R_s}{R + 2(R_{\text{вых}} + R_s) + (R_{\text{вых}} + R_s)^2/R}. \quad (10)$$

Значение прямого сопротивления электронных ключей мало (100 Ом), что обеспечивается за счет повторителей. Малое значение выходного сопротивления усилителей получают аналогично.

Если выполнить неравенство

$$R_s \ll R \gg R_{\text{вых}}, \quad (11)$$

то для обеспечения условия (7) значение сопротивления R должно быть больше (10).

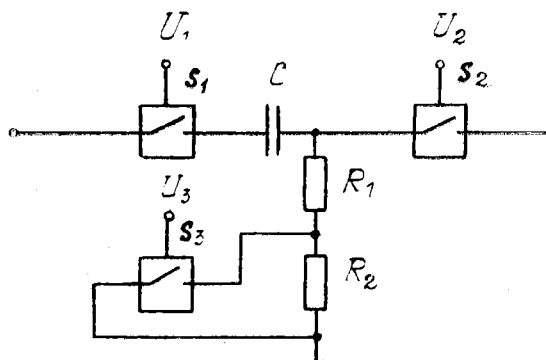


Рис. 6

Повышение амплитуды выходных импульсов цепи подавления низкочастотных помех реализует функциональная схема (рис. 6), где введенный управляемый ключ размыкается в момент поступления второго управляющего импульса на ключ S_1 (рис. 3, б), а вследствие этого возрастает сопротивление R .

Все вышеприведенные выражения, кроме (8), справедливы при выполнении условия

$$R = R_1 + R_2, \quad (12)$$

Осциллограмма выходного импульса приведена на рис. 4, б. Она наглядно показывает увеличение амплитуды выходного импульса цепи подавления помех (в 2,9 раз).

Важность повышения амплитуды выходных импульсов цепи подавления помех объясняется тем, что во время измерения мостовая схема уравнивается, т. е. напряжение неравновесия (рис. 3, а) приводится к нулю. Для последнего варианта цепи подавления низкочастотной помехи в выражении (8) $R=R_1$. Значение R_1 можно выбрать весьма малым, вплоть до такого, когда его роль играет прямое сопротивление ключа S_3 . Это приводит к уменьшению длительности t_u , длительности питающих мостовую цепь импульсов и в результате несколько повышает быстродействие.

Анализируемый путь подавления низкочастотных помех пригоден для уравновешенных мостовых цепей, напряжение неравновесия которых имеет форму парных дипольных импульсов, а информация о степени неравновесия заключена в их плоской вершине. Таким образом удовлетворительные мостовые цепи для измерения параметров многоэлементных двухполюсников [6].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Харкевич А. А. Борьба с помехами. — 2-е изд., М.: Наука, 1965.
2. Гурвич И. С. Защита ЭВМ от внешних помех. — 2-е изд., М.: Энергоатомиздат, 1984.
3. Цепенко М. П., Диковский Я. М. и др. Тензоизмерительная система для прочностных испытаний//Приборы и системы управления. 1976. № 1.
4. Измерительная информационная система для статических прочностных испытаний типа К732/1. Техническое описание ЗПИ 369.028.ТО.
5. А. с. 1182412 СССР, МКИ G 01R 17/10. Мостовое измерительное устройство/В. П. Иванов, Г. И. Передельский (СССР).— № 3722915/24—21; Заявл. 09.04.84; Оpubл. 30.09.85; Бюл. № 36.
6. Передельский Г. И. Раздельное уравнивание мостовых цепей для измерения параметров многоэлементных двухполюсников//Измерительная техника. 1984. № 6.

УДК 620.178

В. И. Карпов, А. В. Белов, Е. Н. Саул

О ВОЗМОЖНОСТИ ФИЗИЧЕСКОГО ПОДХОДА К ОЦЕНКЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЕЖНОСТИ ДАТЧИКОВ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

В настоящее время весьма актуальна разработка эффективных методов ускоренных испытаний на надежность различных изделий. Если в применении к электрорадиоизделиям

вопросы ускоренных испытаний обсуждаются уже на протяжении двадцати лет, то в отношении датчиков механических величин эти вопросы совершенно не разработаны.

Датчик можно представить как сложную систему, состоящую из различных узлов и элементов (мембраны, упругого элемента, напыленных тензорезисторов, соединительных проводов, корпуса и т. д.), каждый из которых по своему деградирует во времени. Основными деградационными процессами, протекающими, например, в тензорезисторном датчике давления, являются ползучесть упругого элемента и тензорезисторов, окисление металлической части тензорезисторов, накопление усталостных повреждений и т. д. Для описания этих процессов необходимо привлекать физические методы исследования.

Суть физического подхода состоит в следующем:

1) датчик механических величин рассматривается как физическая система, в которой протекают различные деградационные процессы (окисление или коррозия, ползучесть, накопление усталостных повреждений, электромиграция и т. п.);

2) проводится анализ и описание деградационных процессов в различных элементах конструкции и измерительной цепи датчика;

3) в качестве основы для объединения и совокупного учета влияния рассматриваемых деградационных процессов представляется функция преобразования датчика [1];

4) устанавливаются доминирующие деградационные процессы, вызывающие изменение (дрейф) отдельных параметров (или групп параметров) функции преобразования датчика или выходных величин элементов цепи его измерительных преобразований;

5) строятся модели деградации по отдельным параметрам (группам параметров) функции преобразования или по параметрам различных сечений цепи измерительных преобразований датчика;

6) формируется общая физическая модель старения датчика как функция (или система функций) влияющих величин, физических параметров и констант материалов и времени;

7) в общей физической модели выделяются параметры, подлежащие определению в процессе эксперимента;

8) разрабатывается план эксперимента и методика обработки результатов;

9) на основе полученной модели проводятся имитационные машинные эксперименты по оценке и исследованию

различных характеристик и показателей надежности (функции распределения моментов времени до отказа, вероятности безотказной работы и т. д.).

Проиллюстрируем процедуру разработки физической модели старения на примере тензорезисторного датчика давления с металлопленочными тензорезисторами.

Типичная схема напыления тензорезисторов на мембрану показана на рис. 1, где цифрами 1 и 2; 3; 4; 5 и 6 обозначены

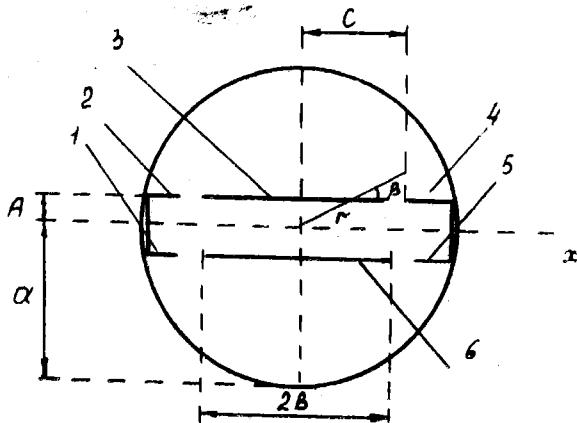


Рис. 1

тензорезисторы, имеющие электрические сопротивления R_2, R_1, R_4, R_5 соответственно. Тензорезисторы включены в измерительную цепь (рис. 2, где R_5 — компенсационное сопротивление). В соответствии со структурной схемой датчика, показанной на рис. 3, измеряемое давление P с помощью упругого элемента преобразуется в его деформацию ϵ , а она — в изменение сопротивлений тензорезисторов ϵ_r (второй квадратик блок-схемы на рис. 3). С помощью измерительной цепи изменение со-

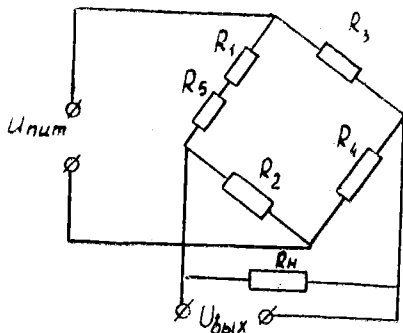


Рис. 2

противлений тензорезисторов преобразуется в выходной сигнал $U_{\text{вых}}$, снимаемый с датчика. Выходное напряжение измерительной цепи определяется по формуле

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{пит}} R_n [(R_1 + R_3) R_4 - R_2 R_5]}{R_n (R_1 + R_3 + R_2) (R_3 + R_4) + (R_1 + R_5) R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_5 + R_2)}; \quad (1)$$

где $U_{\text{пит}}$ — напряжение питания схемы; R_n — сопротивление нагрузки.

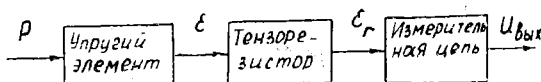


Рис. 3

При деформации тензорезисторов их электрические сопротивления будут меняться в соответствии с формулами [2]

$$R_i = R_{oi} [1 + k_{\tau i} (1 + Q_i \Delta T_g) \varepsilon_i (1 + \alpha_E \Delta T_g)] (1 + \alpha_i \Delta T_g), \quad i = 1, 4; \quad (2)$$

$$R_i = R_{oi} [1 - k_{\tau i} (1 + \Theta_i \Delta T_g) \varepsilon_i (1 + \alpha_E \Delta T_g)] (1 + \alpha_i \Delta T_g), \quad i = 2, 3, \quad (3)$$

где R_{oi} , α_i , $k_{\tau i}$, ε_i — соответственно номинальное сопротивление, температурный коэффициент, коэффициент тензочувствительности и относительная деформация i -того тензорезистора ($i = 1, 2, 3, 4$); α_E — температурный коэффициент модуля упругости материала упругого элемента; ΔT_g — разность между действительной и градуировочной температурами датчика; Θ_i — температурный коэффициент тензочувствительности.

Относительные деформации определяются по формулам (8) — (12), которые приведены ниже. Если подставить зависимость деформаций тензорезисторов ε_i от давления в формулы (1) — (3), то получим функцию преобразования датчика. Параметры, входящие в соотношения (1) — (3), обусловлены процессами старения в датчике и могут изменяться во времени. Будем рассматривать закон изменения во времени номинальных сопротивлений тензорезисторов R_{oi} и относительных деформаций ε_i .

С уменьшением толщины металлической части тензорезисторов номинальные электрические сопротивления будут увеличиваться пропорционально толщине образовавшейся окисной пленки $l_{ок}$ (коэффициент пропорциональности определяется исходя из соотношения Пиллинга-Бедвортса [3]). Авторами получены формулы, описывающие рост окисных пленок на металлах при циклическом изменении температуры окружающей среды в предположении, что процесс окисления

определяется диффузией кислорода и химической реакцией. Для часто встречающегося на практике случая, когда на тензорезистор наносится защитное покрытие толщиной δ и когда длина трещины $l_{\text{тр}}$ в защитном покрытии, наносимом на тензорезистор, значительно меньше δ , рост пленок описывается уравнениями

$$C q (\tau - \tau_0) = (l_{\text{ок}} - l_{\text{ок}0}) \left\{ D_0 + \frac{D_0}{D_\delta} \delta \cdot k_c - \frac{D_0}{D_\delta} k_c \times \right. \\ \left. \times l_{\text{отр}} \exp(W_\delta \tau_0 \left\{ 1 - Z_0 + \frac{W_\delta l_{\text{ок}0}}{2qD_0 k_c C} \left(k_c + \frac{qk_c C D Z_0^2}{W_\delta} \right) \right\} \right\} + \\ + (l_{\text{ок}}^2 - l_{\text{ок}0}^2) \left\{ \frac{k_c}{2} - \frac{D_0}{D_\delta} k_c l_{\text{отр}} \exp(W_\delta \tau_0) Z_0 \left(1 - \right. \right. \\ \left. \left. \frac{q D_0 k_c C Z_0}{W_\delta} \right) \right\} - \frac{D_0^2 k_c^2 l_{\text{отр}} q C Z_0}{D_\delta} (l_{\text{ок}}^3 - l_{\text{ок}0}^3); \quad (4)$$

$$q = 0.5 \left[1 + \exp \left[- \frac{Q_{\text{ок}}}{k_b} \left(\frac{1}{T_{\text{мин}}} - \frac{1}{T_{\text{макс}}} \right) \right] \right]; \quad (5)$$

$$Z_0 = \frac{W_\delta}{q D_0 k_c C} \left\{ \left[D_0 + \frac{D_0}{D_\delta} k_c (\delta - l_{\text{отр}} \exp(W_\delta \tau_0)) \right] + \right. \\ \left. + k_c l_{\text{ок}0} \right\};$$

$$W_\delta = E_\delta [z_\delta (T_{\text{макс}} - T_{\text{мин}})]^{b_\delta} / \Delta t_{\text{ц}}; \quad (6)$$

$$l_{\text{тр}} = l_{\text{отр}} \exp \{ E_\delta (\tau - \tau_0) [\alpha_\delta (T_{\text{макс}} - T_{\text{мин}})]^{b_\delta} / \Delta t_{\text{ц}} \}, \quad (7)$$

где C — концентрация кислорода в воздухе; τ , τ_0 — соответственно текущий и начальный моменты времени; $l_{\text{ок}}$, $l_{\text{ок}0}$ — соответственно толщины окисной пленки в моменты времени τ и τ_0 ; k_c — константа скорости химической реакции; D_0 — коэффициент диффузии кислородсодержащих ионов в окисной пленке; $l_{\text{отр}}$ — длина трещины в защитном покрытии в момент времени τ_0 ; E_δ , z_δ — соответственно модуль упругости материала защитного покрытия и его температурный коэффициент; b_δ — параметр; $T_{\text{макс}}$, $T_{\text{мин}}$ — соответственно максимальная и минимальная температуры; $\Delta t_{\text{ц}}$ — время одного термоцикла; D_δ — коэффициент диффузии кислородсодержащих ионов в защитном покрытии.

Другим процессом деградации является ползучесть упругого элемента (мембраны) и тензорезисторов, приводящая к изменению со временем упругих деформаций тензорезисторов ϵ_i ($i=1, 2, 3, 4$). Формулы, описывающие изменения со временем упругих деформаций тензорезисторов вследствие ползучести, получены в предположении, что мембрана жестко

защемлена по контуру, а толщина слоя напыления значительно меньше толщины мембраны. Формулы эти имеют вид

$$\begin{aligned} \varepsilon_i(\tau) = & \frac{1}{X_2 - X_1} \int_{X_1}^{X_2} \left\{ 1 + \left(\frac{P}{16 D_{\text{оц}}} \right)^2 (a^2 - A^2 - X^2)^2 X^2 \right\}^{1/2} \times \\ & \times \left\{ 1 \pm q_m \cdot k \cdot \sigma_o(X) n e^{-\frac{U}{R_g T_{\text{max}}}} (\tau - \tau_0) \right\} dx - 1 + \\ & + K_1 \bar{\sigma}_{\text{отенз}}^{n_1} \left\{ 1 \pm q_r (n-1) \frac{E_{\text{тенз}}}{E} K_1 \bar{\sigma}_{\text{отенз}}^{n_1-1} e^{-\frac{U_1}{R_g T_{\text{max}}}} \times \right. \\ & \left. \times (\tau - \tau_0) \right\}^{-\frac{n_1}{n_1-1}} dt e^{-\frac{U_1}{R_g T_{\text{max}}}}, \end{aligned} \quad (8)$$

$$\bar{\sigma}_{\text{отенз}} = \frac{S}{X_2 - X_1} \frac{E_{\text{тенз}}}{E} \int_{X_1}^{X_2} \sigma_o(X) dx;$$

$$D_{\text{оц}} = \frac{4EH_0^3}{3(1-\nu^2)}; \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \sigma_o(X) = & \frac{3P}{32H^2} \frac{1}{\sqrt{A^2 + X^2}} \{ X [a^2(1+\nu) - (A^2 + X^2)(3+ \\ & + \nu)] + Aa^2(1+\nu) - (A^2 + X^2)(1+3\nu) \}; \end{aligned} \quad (10)$$

$$q_m = 0,5 \left[1 + \exp \left[-\frac{U}{k_b} \left(\frac{1}{T_{\text{min}}} - \frac{1}{T_{\text{max}}} \right) \right] \right]; \quad (11)$$

$$q_r = 0,5 \left[1 + \exp \left[-\frac{U_1}{K_b} \left(\frac{1}{T_{\text{min}}} - \frac{1}{T_{\text{max}}} \right) \right] \right], \quad (12)$$

где X — горизонтальная координата (см. рис. 1); X_1, X_2 — соответственно левая и правая горизонтальные координаты тензорезисторов; A — расстояние от тензорезисторов до оси OX ; $d, 2H$ — соответственно радиус и толщина мембраны; E, ν — соответственно модуль упругости материала мембраны и коэффициент Пуассона; $E_{\text{тенз}}$ — модуль упругости тензорезисторов; R_g — газовая постоянная; U, U_1 — соответственно энергия активации ползучести мембраны и тензорезисторов; k_1, n_1 — параметры, определяющие ползучесть тензорезисторов; k, n — параметры, определяющие ползучесть мембраны; S — параметр, равный 1 для тензорезисторов с сопротивлениями R_1 и R_4 и 0,5 для тензорезисторов с сопротивлениями R_2 и R_3 .

Знак «+» в формуле (8) относится к резисторам с сопротивлениями R_1 и R_4 , а знак «-» — к тензорезисторам с сопротивлениями R_2 и R_3 . Для описания ползучести мембраны $\varepsilon_{\text{пл.м}}$ и тензорезисторов $\varepsilon_{\text{пл.т}}$ использовались уравнения вида [4]

$$\frac{d\varepsilon_{пл.т.}}{dt} = K \sigma^n e^{-\frac{U}{R_1 T}}; \quad \frac{d\varepsilon_{пл.т.}}{dt} = K_1 \sigma^n e^{-\frac{U_1}{R_1 T}},$$

где T — абсолютная температура; σ — приложенное напряжение.

Используя формулы (1)–(7), соотношение Пиллинга-Бедвортса [3], а также учитывая связь сопротивления тонкопленочных проводников с геометрическими размерами неокисленной части, рассмотренную в работе [5], можно рассчитать изменение нормальных сопротивлений тензорезисторов, а по формулам (8)–(12) определить изменение во времени их относительных деформаций.

Выводы

1. Формулы (1)–(12) рекомендуется использовать для оценки показателей надежности датчиков долговременного применения.

2. При известных параметрах формулы (1)–(12) позволяют рассчитать зависимость выходного напряжения от времени при заданном температурном режиме и давлении. Для заданных допусков на стабильность выходного напряжения по этой зависимости можно рассчитать время наработки на отказ.

3. При известных интервалах значений параметров формул (1)–(12), задавшись законом их распределения, можно провести машинный имитационный эксперимент, позволяющий определить распределение моментов времени до отказа.

4. Если параметры формул (1)–(12) неизвестны, то их следует оценить экспериментально в течение промежутка времени, соответствующего участку развития деградационного процесса, а затем провести имитационный эксперимент, как предложено выше.

5. Формулы (1)–(12) позволяют производить пересчет показателей надежности в различных температурных режимах, например пересчет результатов, полученных при термоциклировании, на некоторый постоянный температурный режим T (при этом в формулах полагается $T_{\max} = T_{\min} = T$).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Проектирование датчиков для измерения механических величин/Под ред. Е. П. Осадчего. М.: Машиностроение, 1979.
2. Компенсация температурной погрешности тензопреобразователя при помощи дополнительного сигнала/Ю. А. Выгода, В. В. Пащенко//Измерительная техника. 1982. № 11. С. 35–37.

3. Жук Н. П. Курс коррозии и защиты металлов. М.: Металлургия, 1968.

4. Новый подход к определению энергии активации высокотемпературной установившейся ползучести/Б. А. Мовчан, Л. М. Нероденко//Физика металлов и металловедение. 1977. Вып. 2. С. 388—397.

5. Технология тонких пленок: Справочник/Под ред. Л. Майссела, Р. Глэнга; Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1977. Т. 2.

УДК 681.3:621.391.26

Ж. Т. Сайфуллин

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЙ В ЗАДАЧЕ КОНТРОЛЯ ПРЕДЕЛА ОБНАРУЖЕНИЯ СИСТЕМ ДЛЯ ХРОМАТОГРАФИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Важность определения следовых количеств элементов в окружающей среде, в химических, биологических, металлургических объектах хорошо известна. Часто требуется определить в пробах сложного состава массой в несколько миллиграммов содержание целого ряда элементов на уровне 10^{-4} — $10^{-7}\%$ и ниже. Такого рода задачи требуют контроля предела обнаружения используемых систем аналитических исследований. Рассмотрим в качестве примера корреляционную хроматографию.

В хроматографии различают предел обнаружения хроматографа в целом и предел обнаружения детектора (предел детектирования) [1]. Предел обнаружения хроматографа m_d — это минимальное количество определяемого компонента (в граммах), которое может быть обнаружено с заданной вероятностью. Предел обнаружения детектора c_d определяется как минимальная концентрация определяемого компонента (в г/см³) в потоке, которая обеспечивает его обнаружение на выходе детектора.

В процессе хроматографического разделения в результате прохождения пробы через колонку происходит разбавление компонента пробы. Если масса некоторого компонента m , то максимальная концентрация, соответствующая вершине хроматографического пика [2],

$$c_{\max} = \frac{m\sqrt{L}}{v_R\sqrt{2\pi}}, \quad (1)$$

где L — число теоретических тарелок; v_R — объем удерживания компонента.

Если проба имела начальный объем v_0 и концентрацию c $m = cv_0$, то с учетом (1) разбавление в колонке определяется соотношением

$$\frac{c_{\max}}{c} = \frac{v_0 \sqrt{L}}{v_R \sqrt{2\pi}}$$

Таким образом, из-за эффекта разбавления параметры хроматографической колонки влияют на предел обнаружения компонента.

Найдем соотношение между пределом обнаружения хроматографа в целом и пределом обнаружения детектора.

Допустим, что все шумы хроматографа переносятся в детектор в виде некоторой помехи $n(t)$ и предположим нормальность распределения помехи. В этом случае зависимость между откликом детектора и концентрацией компонента в потоке может быть представлена в виде

$$y(t) = N(M[n(t)] + bc(t), \sigma_n),$$

где $c(t)$ — концентрация компонента (в потоке); b — чувствительность детектора; σ_n — среднеквадратическое значение помехи.

Тогда предел обнаружения детектора

$$c_d = \left(\frac{S}{n}\right)_d \frac{\sigma_n}{b}, \quad (2)$$

где $\left(\frac{S}{n}\right)_d$ — отношение сигнал—шум.

Для обнаружения компонента его концентрация в пробе должна быть такой, чтобы величина c_{\max} не превысила предел обнаружения детектора:

$$c_{\max} \geq c_d.$$

На основании (1)

$$c_d = \frac{m_d \sqrt{L}}{v_R \sqrt{2\pi}}. \quad (3)$$

Отсюда предел обнаружения хроматографа

$$m_d = \frac{c_d v_R \sqrt{2\pi}}{\sqrt{L}}.$$

С учетом (2), (3)

$$m_d = \left(\frac{S}{n}\right)_d \frac{\sigma_n v_R \sqrt{2\pi}}{b \sqrt{L}}. \quad (4)$$

Это окончательное выражение дает зависимость между пределом обнаружения хроматографа m_d , эффективностью

колонки L , объемом удерживания \bar{v}_R и чувствительностью детектора b . Для того, чтобы найти возможно малое значение предела обнаружения, необходимо для оптимизации параметров хроматографа использовать соотношение (4).

Посмотрим теперь, как изменится величина предела обнаружения, если использовать корреляционный метод измерений.

В корреляционной хроматографии [3] среднеквадратическое значение помехи

$$\sigma_{kx} = \frac{2}{\sqrt{n+1}} \sigma_n. \quad (5)$$

Здесь n — число элементов псевдослучайной бинарной последовательности (ПССП), формирующей инъекцию пробы [4].

Для конкретного значения отношения сигнал—шум с учетом соотношения (5) получим

$$m_{kx} = \left(\frac{S}{n} \right) a \frac{\sigma_n \bar{v}_R \sqrt{2\pi}}{b \sqrt{L} \sqrt{n+1}}. \quad (6)$$

Таким образом, предел обнаружения в корреляционной хроматографии уменьшается с увеличением числа вводов пробы. Эта зависимость отражена в таблице.

Число элементов ПССП, n	3	7	15	31	63	127	255	511	1023
$\alpha = \frac{2}{\sqrt{n+1}}$	1	0,71	0,5	0,35	0,25	0,18	0,13	0,009	0,06

Корреляционный метод измерений перспективен в жидкостной хроматографии, капиллярной хроматографии и т. д. Например, малая сорбционная емкость капиллярных колонок определяет предельно допустимую величину вводимых проб $(1 \div 5) \cdot 10^{-6}$ г, что предъявляет очень жесткие требования к пределу обнаружения детекторов. Не все известные в газовой хроматографии детекторы могут использоваться в капиллярной хроматографии, поскольку их предел обнаружения слишком велик. Организация хроматографического эксперимента с использованием корреляционного метода измерений расширяет возможности применения детекторов и, прежде всего, детекторов по теплопроводности, в корреляционной хроматографии.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Терминология в газовой хроматографии. Куйбышев, 1986.
2. Новак И. Количественный анализ методом газовой хроматографии//М.: Мир, 1978.
3. M. Kaljurand, E. Küllik. Comparison between conventional and cross-correlation gas chromatography for evolved gas analysis//Journal of Chromatography, 186, 1979. P. 145—158.
4. Алексеев А. И., Шереметьев А. Г., Тузов Г. И., Глазов Б. И. Теория и применение псевдослучайных сигналов. М.: Наука, 1969.

УДК 620.178

И. З. Гафарова

КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА В СЛОЖНЫХ УСЛОВИЯХ

Одной из задач оперативного управления перекачкой нефти по магистральному нефтепроводу является автоматический контроль параметров технологического процесса с целью выработки управляющих воздействий, предотвращающих переход системы в критическое состояние. Задача может быть решена путем разделения множества состояний технологического процесса на состояния, характеризующие нормальное течение процесса, и состояния, требующие вмешательства в процесс с целью его стабилизации.

Параметры, описывающие технологический процесс перекачки нефти, как правило, непрерывно меняются. Нормальному его состоянию соответствуют значения параметров, не выходящие за определенные пределы. При каком-либо отклонении их от значения, соответствующего заданному, состоянию технологического процесса рассматривается как близкое к критическому, и в этом случае принимается решение о необходимости коррекции с целью предотвращения перехода системы в критическое состояние.

Множество возможных состояний технологического процесса можно разделить на классы таким образом, чтобы каждому классу соответствовало свое управляющее воздействие. Выделим такие состояния, как нормальное течение технологического процесса усиления вибрации, невыполнение суточного плана перекачки нефти, резкое изменение давления, уменьшение эффективного диаметра трубопровода за счет отложений и т. д.

Каждому классу состояний, как показывает анализ, соответствует определенный набор параметров технологического процесса. Набору параметров поставим в соответствие пару векторов:

$$U_i = (u_i^1, u_i^2, \dots, u_i^{n_i}), \quad V_i = (v_i^1, v_i^2, \dots, v_i^{n_i}),$$

где u_i^k, v_i^k — соответственно нижняя и верхняя границы значений k -того параметра и i -того набора, $k=1, 2, \dots, n_i, i=1, 2, \dots, l$.

Множество $\{U_i; V_i\}$ назовем эталоном.

Пусть состояние технологического процесса характеризуется векторами

$$X_i = (x_i^1, x_i^2, \dots, x_i^{n_i}) \quad i=1, 2, \dots, l.$$

Тогда контроль параметров заключается в сравнении координат векторов X_i с соответствующими векторами U_i, V_i .

Введем в рассмотрение меру сходства [1] текущего состояния технологического процесса $X = \{X_1, X_2, \dots, X_l\}$ с эталоном

$$Y_1 = \{U_1, U_2, \dots, U_l\}, \quad Y_2 = \{V_1, V_2, \dots, V_l\};$$

$$G(Y, X) = \sum_{i=1}^l 10^{i-1} g(X_i);$$

$$g(X_i) = \begin{cases} 1, & \text{если } \exists m: x_i^m \in (u_i^m, v_i^m), \quad m=1, \dots, n_i; \\ 0, & \text{если } \forall m: x_i^m \in (u_i^m, v_i^m), \quad m=1, \dots, n_i. \end{cases}$$

Тогда соответствие ситуации X эталону Y равносильно следующему: $G(Y, X) = 0$.

Множество таких ситуаций составляет класс нормального течения технологического процесса. Неравенство $G(Y, X) \neq 0$ свидетельствует о необходимости корректировки технологического процесса. Причем значение функции G определяет класс, к которому следует отнести рассматриваемую ситуацию.

Примеры некоторых классов состояний технологического процесса перекачки нефти, их связь с параметрами и мерой сходства приведены в таблице.

Характеристики классов состояний

Номер класса	Контролируемые параметры	G	Критические ситуации
1	Плановая производительность Наличие нефти Наличие свободной емкости	1	Невыполнение суточного плана перекачки нефти
2	Давление Расход нефти Вязкость	10	Потери производительности за счет отложений
3	Давление на НПС	100	Разрыв трубы от высокого давления

Для проверки алгоритма использовали 36 измерений таких параметров, как количество нефти и свободной емкости в резервуарных парках, плановая производительность. Результаты опробования алгоритма показали, что в 11 ситуациях из 36 рассмотренных было принято решение о необходимости смены технологического режима перекачки нефти, причем в 5 случаях эталону не соответствовала производительность, в трех случаях — наличие нефти, в остальных случаях эталону не соответствовали оба параметра. В 25 ситуациях было принято решение о нормальном ходе технологического решения.

Таким образом, рассмотренный алгоритм позволяет принять решение о необходимости вмешательства в технологический процесс перекачки нефти.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Васильев В. И. Распознавание системы: Справочник. Киев: Наукова думка, 1983.

УДК 681.518.3-192

М. Г. Рубцов

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ В ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

К современным информационно-измерительным системам (ИИС) предъявляются требования высокой метрологической надежности. Под метрологической надежностью следует понимать обеспечение заданных метрологических характеристик ИИС в течение больших межповерочных интервалов и при эксплуатации их в тяжелых условиях. Погрешность измерений при этом часто не должна превышать 10^{-1} — $10^{-3}\%$.

Существуют две основные группы методов повышения точности измерений — конструктивные методы и методы, основанные на структурно-временной избыточности. Конструктивные методы, основывающиеся на тщательном подборе высокостабильных материалов, элементов и предусматривающие использование дорогостоящих технологий, приводят к резкому повышению стоимости ИИС и в настоящее время практически исчерпали себя.

Перспективны методы, относящиеся ко второй группе. Широко применяются итерационные методы измерения электрических величин, хотя необходимость создания точных обратных преобразователей, как правило, ограничивает область их применения. Этого недостатка лишены тестовые методы и методы образцовых мер. Они позволяют практически исключить низкочастотную составляющую погрешности, обусловленную нестабильностью параметров функции преобразования (ФП) измерительного канала ИИС [1, 2], определить не только измеряемую величину, но и значения параметров ФП.

Недостатком тестовых методов и методов образцовых мер является то, что для получения дополнительной измерительной информации необходимы дополнительные измерения тестов или образцовых мер. Чаще всего дополнительные измерения проводятся последовательно во времени, что снижает быстродействие ИИС в целом. При быстром изменении измеряемой величины это может привести к потере значительных объемов необходимой измерительной информации.

Существующие методы повышения быстродействия тестовых ИИС значительно усложняют их за счет введения дополнительных измерительных каналов [1].

Как показывает практика эксплуатации ИИС, параметры ФП под воздействием возмущающих факторов изменяются настолько медленно, что при большой частоте измерений нет необходимости каждый раз производить все дополнительные такты, а делать это лишь в определенные моменты времени, а в остальные моменты вычислять с помощью временной интерполяции.

Реальная ФП измерительного канала ИИС может быть представлена в общем виде полиномом

$$y = \sum_{i=0}^n a_i(t) x^i, \quad (1)$$

где $a_i(t)$ — параметры ФП, изменяющиеся во времени, x — измеряемая величина.

Предположим, что в отдельные моменты времени t_k проводится весь цикл измерений и определяются параметры ФП. В другие моменты времени — только одно измерение, необходимое для нахождения x , а параметры ФП выполняются на основе временной интерполяции. Если интерполицию параметра $a_i(t)$ производить полиномом Лагранжа степени m , то погрешность его определения

$$\Delta a_i(t) \leq \frac{M a_i^{m+1}(t)}{(m+1)!} \left| \prod_{k=0}^m (t-t_k) \right|, \quad (2)$$

где $Ma_i^{m+1}(t)$ — максимальное значение $(m+1)$ -й производной функции изменения параметра $a_i(t)$.

Известно, что погрешность средства измерения, приведенную к выходу, можно представить как

$$\Delta = \sum_{i=0}^n \left(-\frac{\partial y}{\partial a_i} \right) a_i(t). \quad (3)$$

С учетом (1) и (3)

$$\Delta \leq \sum_{i=0}^n \left[x^i \frac{Ma_i^{m+1}(t)}{(m+1)!} \left| \prod_{k=0}^m (t-t_k) \right| \right]. \quad (4)$$

Если параметры ФП интерполируются полиномами одной степени, то выражение (4) примет вид

$$\Delta \leq \left| \prod_{k=0}^m (t-t_k) \right| \sum_{i=0}^n \left(x^i \frac{Ma_i^{m+1}(t)}{(m+1)!} \right). \quad (5)$$

Предположим, что параметры $a_i(t)$ определяются через постоянные интервалы времени τ . В момент времени t , находящийся между моментами времени t_j и t_{j+1} , являющимися узлами интерполяции, производится измерение x . Через $\tau' = \mu\tau$ ($0 \leq \mu \leq 1$) обозначим интервал времени $t-t_j$, через j — количество интервалов τ до момента времени t_j .

Нетрудно показать, что

$$\left| \prod_{k=0}^m (t-t_k) \right| = \tau^{m+1} \left| \prod_{k=0}^m (j-k+\mu) \right|. \quad (6)$$

$$0 \leq j \leq m$$

Подставив выражение (6) в (5), получим

$$\Delta \leq \tau^{m+1} \left| \prod_{k=0}^m (j-k+\mu) \right| \sum_{i=0}^n \left(x^i \frac{Ma_i^{m+1}(t)}{(m+1)!} \right). \quad (7)$$

$$0 \leq j \leq m$$

При заданной максимальной погрешности Δ_3 можно определить интервал τ между моментами времени, в которые надо проводить дополнительные измерения для определения ФП:

$$\tau \leq \sqrt[m+1]{\frac{\Delta_3 (m+1)!}{\left| \prod_{k=0}^m (j-k+\mu) \right| \sum_{i=0}^n \left(x^i Ma_i^{m+1}(t) \right)}}. \quad (8)$$

$$0 \leq j \leq m$$

Произведение $\prod_{k=0}^m (j-k+\mu)$ симметрично и имеет максимум при $j=0$ и $j=m$. Тогда выражение (8) примет окончательный вид

$$\tau \leq \sqrt[m+1]{\frac{\Delta_3 (m+1)!}{\left[\prod_{k=0}^m (-k+1) \right] \cdot \sum_{i=0}^n (x^i Ma_i^{m+1}(t))}} \quad (9)$$

Из последнего выражения видно, что для определения τ необходимы экспериментальные данные о значениях $Ma_i(t)$ и максимальном значении измеряемой величины x .

Таким образом, задавшись величиной Δ_3 и степенью полиномов интерполяции параметров ФП, можно определить интервал τ между моментами времени, в которые определяются $a_i(t)$. За счет уменьшения числа дополнительных измерений тестов или образцовых мер повышается быстродействие ИИС.

Предлагаемый метод позволяет при сохранении метрологической надежности ИИС, обеспечивающейся тестовыми методами повышения точности измерений или методами образцовых мер, повысить ее быстродействие и дает возможность работы в динамическом режиме.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Бромберг Э. М., Куликовский К. Л. Тестовые методы повышения точности измерений. М.: Энергия, 1978.
2. Земельман М. А. Автоматическая коррекция погрешностей измерительных устройств. М.: Изд-во стандартов, 1972.

551.46:536.53

*Е. И. Титаренко, М. Г. Рубцов, В. Д. Смирнов,
С. А. Нечаев*

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИИС ПОВЫШЕННОЙ МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ ДЛЯ МОРСКИХ ГИДРОФИЗИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

В связи с интенсификацией работ по практическому освоению и исследованию Мирового океана резко возрос интерес к изучению гидрофизических процессов. Эффективность научных исследований в океане во многом зависит от точности измерений параметров водной среды, в частности, температуры и солености.

При изучении крупномасштабной океанской циркуляции, синоптической и мезомасштабной изменчивости, внутренних волн допустимы следующие значения погрешностей измерений температуры и солености:

$$\Delta T_{\text{доп}} = 0,006 - 0,01^\circ\text{C}, \quad \Delta S_{\text{доп}} = 0,0025 - 0,006\text{‰}. \quad (1)$$

Указанные погрешности измерений должны обеспечиваться в реальных условиях гидрофизического эксперимента, т. е. при больших перепадах температуры и давления, в условиях повышенной влажности, когда дополнительные погрешности измерений зачастую превышают основную погрешность. При этом средства измерений эксплуатируются в течение длительных промежутков времени, а их настройка, градуировка и поверка затруднены.

Гидрофизический эксперимент довольно дорог, повторное его проведение зачастую невозможно и бессмысленно из-за быстрого изменения гидрологической обстановки, поэтому особое внимание при разработке ИИС для гидрофизических исследований (СТД-зондов) должно уделяться повышению их метрологической надежности. Погрешность ИИС для гидрофизических исследований в первую очередь зависит от погрешности датчика, наличия помех в линии связи, нестабильности ее характеристик и ограниченной полосы частот. В известных разработках СТД-зондов задача повышения метрологической и информационной надежности решается, главным образом, конструктивными методами: используются новые высокостабильные материалы и электронные элементы, применяется современная технология производства приборов. Однако при этом значительно усложняется и дорожает измерительная аппаратура, а индивидуальная настройка делает каждый зонд уникальным. Перспективным путем решения этой задачи является использование алгоритмических методов измерений при построении СТД-зондов.

Анализ условий эксплуатации СТД-зондов и требований к ним позволяет сделать вывод о перспективности использования тестовых методов измерений.

В общем случае функция преобразования любой измеряемой величины x (температуры, электропроводности и т. д.) в выходящую величину y описывается степенным полиномом n -ного порядка

$$Y = a_1 + a_2x + \dots + a_nx^{n-1},$$

где a_1, \dots, a_n — параметры математической модели функции преобразования.

Тестовый метод измерения предполагает выполнение $(n+1)$ наблюдений, результаты которых обрабатываются совместно. В первом наблюдении преобразуется измеряемая величина x , а в n других, дополнительных, — тесты $A_1(x)$, $A_2(x)$, ..., $A_n(x)$, каждый из которых является некоторой известной функцией измеряемой величины x . Результаты основного y_0 и дополнительных преобразований y_1, y_2, \dots, y_n могут быть представлены в виде системы уравнений

$$Y_0 = a_1 + a_2x + \dots + a_nx^{n-1};$$

$$Y_1 = a_1 + a_2A_1(x) + \dots + a_n[A_1(x)]^{n-1};$$

$$Y_n = a_1 + a_2A_n(x) + \dots + a_n[A_n(x)]^{n-1}.$$

Решение этой системы позволяет вычислить значения неизвестных x , a_1 , a_2 , ..., a_n в момент измерения, т. е. в каждом цикле наблюдений решается задача идентификации статической функции преобразования средства измерений.

В практике построения тестовых измерительных систем используются следующие разновидности тестов:

- 1) аддитивные $A(x) = x \pm \Theta$;
- 2) мультипликативные $A(x) = kx$;
- 3) комбинированные $A(x) = kx \pm \Theta$;
- 4) функциональные $A(x) = f(x)$,

где x — измеряемая величина; Θ — аддитивная образцовая величина, физически аналогичная измеряемой; k — известный коэффициент преобразования.

При измерении многих физических величин аддитивные и мультипликативные тесты реализуются сравнительно просто. Однако при измерении гидрофизических параметров формирование, например, аддитивных тестов практически неосуществимо.

В связи с этим при построении СТД-зондов применяются следующие способы формирования тестов.

1. Формирование тестов по некоторым промежуточным величинам, функционально связанным с измеряемой. Например, при измерении температуры с помощью термопреобразователя сопротивления можно формировать тесты не по температуре, а по сопротивлению, т. к. сопротивление преобразователя функционально связано с температурой. В рассматриваемом случае необходимо знать функциональную зависимость между промежуточной и измеряемой величинами, а также погрешность этого преобразования, которая полностью входит в результирующую погрешность измерения.

2. Формирование тестов по величине, эквивалентной измеряемой. В этом случае эквивалентность выбранной и измеряемой физических величин устанавливается в смысле их воздействия на выходную величину. При измерении электропроводности эквивалентом распределенного по объему «витка» воды может служить пропущенный сквозь центральное отверстие трансформаторного первичного преобразователя электропроводности виток провода с сопротивлением $G = 1/G$,

где G — электрическая проводимость распределенного «витка» воды. Формирование аддитивного теста может производиться «подключением» параллельно «витку» воды с искомой электропроводностью G витка провода с образцовой электрической проводимостью $G_{обр}$. При этом датчик будет реагировать на суммарную электропроводность $(G + G_{обр})$.

3. Формирование тестов изменением структуры датчика, а, следовательно, изменением его функции преобразования. Такой способ формирования тестов нашел применение при измерении электропроводности морской воды.

Как известно, тестовые методы позволяют существенно уменьшить систематические и случайные низкочастотные погрешности всего измерительного канала. При этом не требуется отключения измеряемой величины от входа ИИС для коррекции погрешностей измерительного канала в процессе эксплуатации. И хотя использование тестовых методов приводит к некоторому усилению случайной высокочастотной составляющей погрешности измерительной системы, сочетая тестовые методы с теми или иными схемными или алгоритмическими способами уменьшения случайных высокочастотных погрешностей, можно достичь высокой точности средств измерений.

В настоящее время при построении ИИС для гидрофизических исследований используются два принципа измерения и передачи информации: частотный и кодоимпульсный, или цифровой. Системы с цифровым принципом измерения и передачи информации значительно дороже и сложнее по сравнению с ИИС, в которых реализуется аналоговый принцип [1, 2].

К достоинствам частотного принципа передачи информации относятся:

высокая помехоустойчивость;

простота и точность операции преобразования частотных сигналов в цифровую форму;

возможность коммутации частотных сигналов самыми простыми коммутирующими элементами практически без внесения каких-либо искажений информации;

отсутствие необходимости устанавливать АЦП в зоне исследуемого объекта и, следовательно, защищать его от вредных воздействий окружающей среды;

легкость создания многоканальных систем при использовании двухпроводных линий связи.

Следует отметить простоту частотных датчиков и малое количество используемых в них активных элементов, что

обуславливает их низкую стоимость, а также низкий уровень шумов. Однако ИИС с частотным принципом измерения и передачи информации свойственен большой вес дополнительных погрешностей.

Тестовые методы позволяют существенно снизить названные выше погрешности, но при этом возрастает высокочастотная случайная погрешность. Уменьшить эту погрешность можно, например, с помощью частотомера, построенного на принципе подсчета числа периодов сигнала за фиксированный интервал времени, во много раз превышающий длительность периода. Эффективное шумоподавление достигается в этом случае за счет интегрирования в течение интервала счета.

Таким образом, сочетая тестовые методы измерения со способами уменьшения случайных высокочастотных погрешностей, можно существенно снизить суммарную погрешность ИИС, в которой использован частотный принцип измерения и передачи информации.

Указанные принципы повышения метрологической надежности ИИС для гидрофизических исследований реализованы в ряде систем, прошедших успешные испытания на научно-исследовательских судах «Дмитрий Менделеев» и «Витязь».

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Парамонов А. П., Кушнир В. М., Забурдаев В. И. Современные методы и средства измерения гидрологических параметров океана. Киев: Наукова думка, 1979.
2. Справочник по телеметрии/Под ред. Э. Грюнберга. М.: Машиностроение, 1971.

УДК 620.178

В. В. Морозов

ИССЛЕДОВАНИЕ НАДЕЖНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕГРЕССИВНЫХ МОДЕЛЕЙ

Перспективным направлением в реализации задачи быстрой и качественной передачи и обработки больших массивов разнообразной информации является создание цифровых сетей интегрального обслуживания (ЦИО), позволяющих в единой цифровой форме передавать разнородный трафик (данные, речь, видеосигналы и т. д.) и, тем самым, значительно повышать качество обслуживания пользователей [1].

ЦСИО относится к классу сложных многоуровневых иерархических систем и как объект исследования обладает рядом особенностей: дискретностью и стохастичностью процессов, протекающих в сети; нестационарностью и неоднородностью потоков информации; территориальной распределенностью, приводящей к существенному запаздыванию в доставке и значительному объему циркулирующей в сети экспериментальной информации. Все это определяет способ организации эксперимента по исследованию надежностных характеристик сети, позволяющий минимизировать его влияние на работу ЦСИО (использование ресурсов, внесение искажений и т. д.), требуемую точность полученных экспериментальных данных и их анализ. Проведение эксперимента на сети предполагает решение задач организации оценки надежностных характеристик доставки информации сети; передачи экспериментальной информации между звеньями системы автоматизации экспериментальных исследований, временного согласования потоков информации, циркулирующих в сети.

Рассмотрим задачу организации эксперимента по оценке следующих надежностных характеристик доставки информации ЦСИО: распределение длин сообщений и пакетов; среднего времени задержки при передаче пакетов пользовательской информации; распределение внутриузлового трафика; загрузки каналов и узлов. Реализация ее связана с построением адекватной математической модели по экспериментальным данным «вход—выход» для изучения механизма доставки сообщений в ЦСИО, так как существующие модели обмена информацией в информационных сетях [2] не позволяют точно оценить влияние тех или иных факторов на исследуемую характеристику и требуют значительных вычислительных ресурсов при их реализации. Использование регрессионных моделей позволяет решить эту проблему и значительно упростить обработку и анализ результатов эксперимента. Из всего множества функций, зависящих от входных переменных, только функция регрессии имеет минимальную, в смысле дисперсии, ошибку прогноза выходной переменной исследуемого объекта. Предполагая непрерывность и дифференцируемость поверхности функции отклика в пределах варьирования входных переменных, можно построить линейную модель заданного параметрического пространства. С учетом сложности изучаемого объекта и отсутствия априорной информации о виде регрессионной модели используем кусочно-линейную аппроксимацию. В соответствии с кусочно-линейным представлением зависимости характеристик обмена информацией сети воспользуемся моделью в виде

$$\dot{Y}_j = \eta(x_j B) + e_j = B^T f(x_j) + \dot{e}_j,$$

где e_j — помехи, которые предполагаются независимыми, нормально распределенными, с математическим ожиданием $M[e_j] = 0$ и постоянной дисперсией $D[e_j] = \sigma_j^2 = \text{const}$; $\eta(x, B)$ — функция регрессии; $B = (b_1, b_2, \dots, b_m)^T$ — вектор неизвестных параметров; $f(x) = [f_1(x), \dots, f_m(x)]^T$ — вектор заданных линейно независимых на множестве X функций $x_i \in X (i = 1, h)$.

Суть задачи — в оценивании вектора B . С целью обоснования использования кусочно-линейной аппроксимации проведен имитационный эксперимент по оценке надежности характеристик доставки информации в сети: времени задержки при передаче речевых сообщений и сообщений данных на примере четырехузловой сети. Четырехузловая полносвязная сеть, используя систему передачи с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ-12), позволяет образовать тракт передачи из 12 стандартных каналов со скоростью передачи 64 Кбит/с для передачи речи и данных. Речевые пакеты имеют относительный приоритет перед пакетами данных.

Определим зависимость времени задержки речевых сообщений и сообщений данных от интенсивности входящего потока X_1 , длины пакета информационного сообщения X_2 , структуры входящего потока X_3 . Рассмотрим полный факторный эксперимент, проведем два параллельных опыта (исходные данные представлены в табл. 1 и табл. 2).

Зависимость характеристики (функции отклика) времени задержки от приведенных выше факторов имеет вид

$$Y_0 = b_0 + b_1 x_1 + b_2 x_2 + b_3 x_3.$$

Коэффициенты уравнения из решения системы нормальных уравнений

$$B = (X^T X)^{-1} X^T Y$$

вычисляются следующим образом:

$$Y = 0,00183 + 0,000837X_1 + 0,000828X_2 + 0,000608X_3.$$

Далее определим значимость коэффициентов по t -критерию и адекватность выбранной модели по критерию Фишера. Дисперсия воспроизводимости

$$S^2_{\text{восп}} = \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{q=1}^n (Y_{iq} - \bar{Y}_i)^2}{N(n-1)} = 0,351 \cdot 10^{-7},$$

Таблица 1

Факторы	Уровни факторов		
	-1	0	1
X_1 — λ Кбит/с	192	288	384
X_2 — L Кбит	0,5	1,0	1,5
X_3 — K	0,25	0,50	0,75

Таблица 2

Номер опыта	X_1 ,	X_2 ,	X_3 ,	$Y_1 \cdot 10^{-2}$,	$Y_2 \cdot 10^{-2}$,	$\bar{Y} \cdot 10^{-2}$,	$\bar{Y} \cdot 10^{-2}$,
	Кбит/с	Кбит		с	с	с	с
1	—	+	—	0,200	0,250	0,225	0,181
2	+	—	—	0,080	0,087	0,083	0,063
3	—	+	+	0,230	0,240	0,235	0,300
4	—	—	+	0,080	0,081	0,081	0,136
5	+	+	—	0,430	0,480	0,455	0,350
6	—	—	—	0,069	0,071	0,070	0,015
7	+	—	+	0,230	0,250	0,240	0,184
8	+	+	—	0,149	0,151	0,150	0,229

где N — число точек факторного пространства, n — число параллельных опытов, Y — результаты проведенных измерений.

Дисперсия коэффициентов регрессии

$$S^2 [v_j] = S^2_{\text{восп}} / Nn \approx 0,0025 \cdot 10^{-8}.$$

Для оценки значимости коэффициентов регрессии построим доверительный интервал Δv_j :

$$\Delta v_j = \pm t S [v_j] = 0,115 \cdot 10^{-4},$$

где t — табличное значение критерия Стьюдента при числе степеней свободы $f = N(n-1) = 8$ и выбранном уровне значимости $\alpha = (0,05)$; $S [v_j]$ — квадратичная ошибка коэффициента регрессии,

$$S [v_j] = \pm \sqrt{S^2 [v_j]} = 0,05 \cdot 10^{-4}.$$

Все коэффициенты рассмотренной модели значимы, так как абсолютная величина каждого из них больше доверительного интервала.

Проведем проверку адекватности линейной модели на выборочной области по критерию Фишера

$$F = S_{ад}/S^2_{восп.}$$

Здесь

$$S_{ад} = S_{ад}/f_{ад} = \frac{\sum_{i=1}^N n_i (\bar{Y}_i - \hat{Y}_i)^2}{N - (k+1)} = 0,66 \cdot 10^{-7},$$

где \hat{Y} определяется по модели регрессии; k — число факторов.

Проверка адекватности по критерию Фишера дает следующее значение:

$$F = S^2_{ад}/S^2_{восп} = 1,8.$$

Найдем для уровня значимости $\alpha = 0,05$ и чисел степеней свободы $f_1 = 4$ и $f_2 = 8$ табличное значение критерия Фишера: $F_{ТАБЛ} = 3,8$; $F < F_{ТАБЛ}$. Отсюда линейную модель на выбранной области аппроксимации можно считать адекватной. Интерпретируя полученные результаты, можно сделать выводы: 1) все факторы являются значимыми, т. е. при исследовании характеристики необходимо учитывать все множество факторов; 2) на время задержки при передаче пакетов речи и данных основное влияние оказывает интенсивность входного потока, так как по абсолютному значению данный коэффициент больше всех остальных.

Таким образом, регрессионные модели, в отличие от любых других (СМО, автоматные модели и т. д.), позволяют оценить количественно влияние тех или иных факторов на исследуемую характеристику.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. **Самойленко С. И.** Сети интегрального обслуживания: Методические материалы и документация по пакетам прикладных программ. М.: МЦНТИ, 1983. Ч. 1. С. 43—82.

2. Математическая теория планирования эксперимента/Под ред. С. М. Ермакова. М.: Наука, 1983.

УДК 621.721

В. А. Волков, В. В. Рыжаков

РАЗРАБОТКА ДИНАМИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ НАДЕЖНОСТИ

Известные методы нахождения оценок показателей надежности [1, 2, 3, 4, и др.] и предложенные нами алгоритмы и методики [5, 6, 7] предполагают гипотетическое задание

вида тех или иных зависимостей, например функций, сглаживающих линий регрессии и экстраполирующих их до предельного состояния, закона распределения статистических данных и т. д. Получаемые на основе таких данных показатели надежности, естественно, будут иметь погрешности и невысокую достоверность. Для ее повышения требуются иные подходы, базирующиеся на знании физико-математических зависимостей расходования ресурса изделий или их процессов деградации (старения), соответствующих эксплуатационным условиям.

Для конкретного типа изделий поиск физических закономерностей деградации, происходящей во времени и инициированной или форсированной влияющими величинами (ВВ), может основываться только на разработке и исследовании физико-технических и статистических методов их оценки и подтверждения. Под такими методами следует понимать физические методы, разработанные для конкретных технических, схематических реализаций изделий (датчиков, промежуточных преобразователей и т. д.).

Синтез моделей и их исследование можно осуществить следующим образом. Вначале следует выполнить структурно-функциональный анализ исследуемых на надежность изделий. Этот процесс позволяет выявить последовательность операций анализа, которую следует указать с привязкой к блокам (узлам), структурам, входящим в узлы, блоки, элементы структур и т. д. По результатам анализа должен быть составлен структурно-функциональный граф с отражением на нем параметров-критериев годности всех блоков, структур, элементов структур. Такая информация позволяет составить аналитическое выражение определяющего параметра изделия как функцию параметров-критериев годности его блоков (узлов), структур и т. д. В общем виде это аналитическое выражение для i -того параметра-критерия годности можно представить так:

$$\Psi^i(t) = \Psi\{\varphi_{i1}^i[\varepsilon_{i1}^i(\varepsilon, t), \dots, \varepsilon_{i1}^i(\varepsilon, t)], \dots, \varphi_{im}^i \times \\ \times [\xi_{m1}^i(\varepsilon, t), \dots, \xi_{mk}^i(\varepsilon, t)]\}, \quad (1)$$

где $\varepsilon_{i1}^i(\varepsilon, t), \dots, \xi_{i1}^i(\varepsilon, t)$ — значения параметров-критериев годности l структур в условиях эксплуатации (испытаний) ε как функции времени, входящие в первый блок (узел) и влияющие на его i -тый параметр-критерий годности, выраженный функцией φ_{i1}^i ; $\xi_{m1}^i(\varepsilon, t), \xi_{m2}^i(\varepsilon, t), \dots, \xi_{mk}^i(\varepsilon, t)$ — значения параметров-критериев годности k структур в условиях эксплуатации (испытаний) ε , входящие в m -ный узел и влияющие

на его i -тый параметр-критерий годности, выраженный функцией φ^i_m .

Совокупность (система) всех зависимостей вида (1), представленная в сжатом виде

$$\Psi^i(t) = \Psi^i\{\varphi_j[\xi^{i_{jk}}(\varepsilon, t)]\}, \quad (2)$$

образует физико-математическую модель изделия. Здесь $i = 1, n$ — объем (числа) всех учитываемых параметров-критериев годности. В частном случае, если $n=1$, т. е. другие параметры изделия не играют существенной роли, система (2) вырождается в одну зависимость вида (1).

Так как $\Psi^i(t)$ — функция случайных аргументов $\xi^{i_{11}}(\varepsilon, t)$, $\xi^{i_{12}}(\varepsilon, t)$, ..., $\xi^{i_{mk}}(\varepsilon, t)$, то всякое ее временное сечение при $t=t_j$ можно характеризовать своим распределением вероятностей $P[\Psi^i(\varepsilon, t_j)]$, а значит, и соответствующими значениями линий регрессии и скедастической. Совокупность таких условных распределений (событий) в соответствии с известными общими положениями статистического моделирования [8] можно назвать основой динамической модели надежности исследуемого типа изделий. Так как $\Psi^i(t)$ в общем случае — сложная зависимость, то нахождение оценок распределения вероятностей $P[\Psi^i(t_j)]$ — задача весьма трудоемкая, требующая большой вычислительной работы, выявления и формализации физических и статистических зависимостей между различными параметрами. Все изложенное позволяет выделить следующие этапы составления динамической модели надежности заданного типа изделия:

1) проведение испытаний изделий, блоков, узлов, структур в условиях, приближенных к номинальным;

2) составление (получение) на основе экспериментальных данных статистик оценок распределения

$$P[\Psi^i(t=0)]; \quad P[\Psi^i(t=t_1)]; \quad \dots; \quad P[\Psi^i(t=t_j)]; \quad \dots \quad (3)$$

$i = \overline{1, n}$

3) составление статистик оценок точек линий (функций) регрессии $\bar{\Psi}^i(t)$ и границ (нижней и верхней) $\Psi^i_n(t)$, $\Psi^i_B(t)$ доверительных интервалов параметров-критериев годности

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{\Psi}^i(t=0); \quad \bar{\Psi}^i(t=t_1); \quad \dots; \quad \bar{\Psi}^i(t=t_j); \quad \dots; \\ \Psi^i_n(t=0); \quad \Psi^i_n(t=t_1); \quad \dots; \quad \Psi^i_n(t=t_j); \quad \dots; \\ \Psi^i_B(t=0); \quad \Psi^i_B(t=t_1); \quad \dots; \quad \Psi^i_B(t=t_j); \quad \dots; \end{array} \right. \quad (4)$$

4) выбор вида сглаживающих функций $\bar{\Psi}^i_c(t)$, $\bar{\Psi}^i_{сн, в}(t)$ — линии регрессии нижней и верхней доверительных границ, нахождение оценок их параметров по данным статистик (4):

$$\begin{cases} \bar{\psi}^i_c(t) = \psi^i_c(\Theta^i_1, \dots, \Theta^i_r, t); \\ \psi^i_{сн, в}(t) = \psi^i_{сн, в}(\Theta^i_1, \dots, \Theta^i_r, t). \end{cases} \quad (5)$$

где $\Theta^i_1, \dots, \Theta^i_r$ — параметры сглаживающих функций, r — число учитываемых параметров в каждой реализации функции.

Вся совокупность дискретных событий, выраженная статистикой (3), является, как было отмечено, дискретной динамической моделью надежности, а непрерывную совокупность событий, выраженную зависимостями (5), можно назвать траекторией динамической модели изучаемого типа изделий. Имея динамическую модель надежности и зависимости вида (5), можно достаточно точно оценить скорости деградационных процессов и, произведя экстраполирование зависимостей (5), получить оценку ресурсных показателей надежности изделий.

В зависимости от того, как достоверно отражаются в физико-математической модели все деградационные процессы, происходящие в структурах узлов и деталей изделия, и насколько она достоверно отражает автомодельность этих процессов в различных условиях испытаний, настолько достоверно оцениваются показатели надежности путем экстраполирования или форсирования режимов испытаний.

С целью повышения соответствия физико-математической модели типа изделий реальным процессам, происходящим в них, необходимо вводить в нее (иметь) количественные характеристики этих процессов и учитывать наиболее полно как благоприятные, так и неблагоприятные их сочетания.

Изложенные теоретические положения можно проиллюстрировать на примере разработки изделий измерительной техники для систем автоматики, а при оценке показателей их надежности можно использовать в качестве физико-математической модели $\psi^i(t)$ линейную функцию преобразования физического параметра $x(t)$ в выходной сигнал $y(t_j)$, имеющую вид

$$y(t_j) = k(t_j) x(t_j) + b(t_j). \quad (6)$$

В этом случае параметрами-критериями годности являются, в частности, коэффициент преобразования $k(t)$, начальный выходной сигнал $b(t)$, колебруемый сигнал $y_0(t)$, соответствующий определенному входному $x_0(t)$, погрешность преобразования $\gamma(t)$, представляющие собой случайные функции времени (t) .

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Перротте А. И. Основы ускоренных испытаний в радиоэлектронике и приборостроении. М.: Знание, 1968.
2. Давыдов Э. Т., Ислаев Ш. Н., Сторчак М. А. О методике форсированных испытаний аппаратуры на безотказность//Надежность и контроль качества. 1973. № 11. С. 32—40.
3. Четвертаков С. А. Планирование исследовательских испытаний средств измерений с линейным дрейфом параметров на долговременную стабильность//Метрология. 1981. № 19. С. 3—10.
4. Фишер В. Методы ускоренных испытаний микроэлектронных элементов//Зарубежная радиоэлектроника. 1962. № 11. С. 3—11.
5. Волков В. А., Рыжаков В. В. Анализ данных испытаний измерительных преобразователей//Цифровая информационно-измерительная техника: Сб. науч. трудов. Пенза: Пенз. политехн. ин-т, 1984. С. 93—99.
6. Волков В. А., Рыжаков В. В., Мизонов В. Ф. Прогнозирование надежности изделий при неполных данных по интенсивности отказов//Автоматизация обработки первичных данных: Сб. науч. трудов. Пенза: Пенз. политехн. ин-т, 1984. С. 148—151.
7. Волков В. А., Рыжаков В. В., Мизонов В. Ф. Поиск форсирующего фактора при испытаниях на надежность измерительных преобразователей и оценка его эффективности//Цифровая информационно-измерительная техника: Сб. науч. трудов. Пенза: Пенз. политехн. ин-т, 1985. С. 8—13.
8. Надежность технических систем: Справочник/Под ред. П. А. Ушакова. М.: Радио и связь, 1985. С. 606.

УДК 621.317.33

Р. М. Рагимов, Т. Б. Рзаев

НЕРАЗРУШАЮЩИЙ КОНТРОЛЬ ПАРАМЕТРОВ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Раздельное измерение параметров многоэлементных двухполюсников имеет важное значение в различных областях науки и техники. Это контроль и измерение параметров элементов и узлов радиоэлектронной аппаратуры, различных объектов, представляемых многоэлементными двухполюсниками, в медицине и биологии [1, 2], в физике полупроводников [3, 4], при разработке параметрических датчиков (резистивных, емкостных, индуктивных) неэлектрических величин [5, 6]. Сложность процесса уравнивания нулевых схем по трем регулируемым параметрам усложняет измерительные устройства и снижает быстродействие измерений, что ограничивает область применения частотно-независимых схем уравнивания.

Предлагаемый в статье многочастотный метод раздельного измерения параметров двухполюсных электрических цепей (ДЭЦ) основан на использовании зависимости внутреннего эквивалентного сопротивления контролируемых цепей от частоты питающего напряжения.

Рассмотрим схему, в которой измеряются амплитуды напряжений на входе и выходе четырехполюсника (делителя напряжения), образованного исследуемой ДЭЦ-2 с эквивалентным комплексным сопротивлением Z_x и сопротивлением 3 нагрузки R_{II} (рис. 1, где 1 — генератор синусоидального тока, 4 и 5 — преобразователи напряжение—код, 7 — вычислительное устройство).

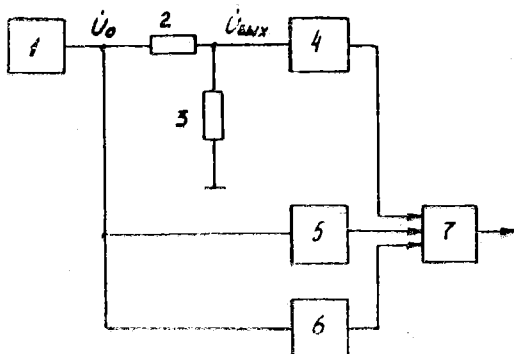


Рис. 1

Обратное значение модуля коэффициента передачи

$$|H| = \frac{U_0}{U_{вых}^2}, \quad (1)$$

где $|U_0|$ и $|U_{вых}|$ — модули комплексных напряжений на входе и выходе ДЭЦ.

Операция обратного преобразования при многочастотном методе реализуется чисто вычислительными операциями, а частота входного сигнала используется в качестве параметра деления.

Квадрат модуля коэффициента передачи

$$K^2 = \frac{U_0^2}{U_{вых}^2} = \text{Re}(H)^2 + [\text{Im}(H)]^2,$$

где $\text{Re}(H)$ и $\text{Im}(H)$ — действительная и мнимая составляющие обратного коэффициента передачи.

Согласно теории линейных цепей обратный коэффициент передачи четырехполюсника с нагрузкой (матрица [ABCD]) запишется в виде

$$H = \frac{U_0}{U_{вых}} = A + BY_{II}, \quad (2)$$

а квадрат модуля (2) комплексной функции обратного преобразования

$$K^2 = \frac{U_0^2}{U_{\text{вмх}}^2} = [\text{Re}(A + BY_n)]^2 + [\text{Im}(A + BY_n)]^2.$$

Для обобщенной измерительной схемы (см. рис. 1) можно записать

$$\frac{U_0}{U_{\text{вмх}}} R_n = R_n + Z_x, \quad (3)$$

а квадрат модуля (3)

$$K^2 R_n^2 = [\text{Re}(R_n + Z_x)]^2 + [\text{Im}(R_n + Z_x)]^2$$

или

$$K^2 R_n^2 = [R_n + \text{Re}(Z_x)]^2 + [\text{Im}(Z_x)]^2. \quad (4)$$

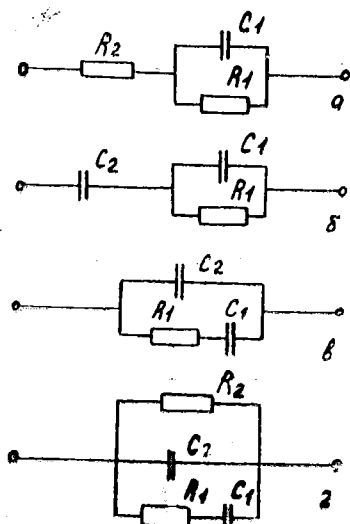


Рис. 2

На рис. 2 изображены многоэлементные двухполюсники, наиболее часто встречающиеся при решении различных задач: рис. 2, а — эквивалентная электрическая схема первой клетки [1, 2] и полупроводникового диода [3]; рис. 2, б — эквивалентная схема глубоких центров в полупроводниковых диодах [4] датчика диэлькометрического влагомера [6]); рис. 2, в — эквивалентная схема электролитической ячейки реального конденсатора [7]; рис. 2, г — эквивалентная схема диэлектрика [3].

Квадрат модуля основного частотного уравнения (3) для измерительной цепи с ДЭЦ, согласно рис. 2, а,

$$K^2 R_n^2 = (1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2) = (R_n + R_1 + R_2)^2 + \omega^2 C_1^2 R_1^2 (R_n + 2)^2. \quad (5)$$

Введем условные обозначения

$$C_1 R_1 = A; R_n + R_2 = B; R_1 + R_2 + R_n = D. \quad (6)$$

С учетом (6) выражение (5) примет вид

$$K^2 R_n^2 (1 + \omega^2 A^2) = D^2 + \omega^2 A^2 B^2$$

или

$$\omega^2 A^2 B^2 - K^2 R_n^2 \omega^2 A^2 + D^2 = K^2 R_n^2.$$

В общем виде рассматриваемая электрическая цепь описывается невырожденными поверхностями второго порядка, которые определяются уравнениями второй степени относительно декартовых прямоугольных координат.

При проведении измерений выходных сигналов U_1, U_2, U_3 на трех фиксированных частотах $\omega_1, \omega_2, \omega_3$, входных сигналов U_{01}, U_{02}, U_{03} получим систему из трех уравнений второй степени с тремя неизвестными A, B, D :

$$\begin{aligned} \omega_1^2 A^2 B^2 - K_1^2 R_n^2 \omega^2 A^2 + D^2 &= K_1^2 R_n^2; \\ \omega_2^2 A^2 B^2 - K_2^2 R_n^2 \omega^2 A^2 + D^2 &= K_2^2 R_n^2; \\ \omega_3^2 A^2 B^2 &= K_3^2 R_n^2 \omega^2 A^2 + D^2 = K_3^2 R_n^2; \end{aligned} \quad (7)$$

где $K_1 = \frac{U_{01}}{U_1}$; $K_2 = \frac{U_{02}}{U_2}$; $K_3 = \frac{U_{03}}{U_3}$.

Решениями (7) являются следующие соотношения:

$$\begin{aligned} A^2 &= (C_1 R_1)^2 = \\ &= \frac{K_1^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2) + K_2^2 (\omega_3^2 - \omega_1^2) + K_3^2 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{K_1^2 \omega_1^2 (\omega_3^2 - \omega_2^2) + K_2^2 \omega_2^2 (\omega_1^2 - \omega_3^2) + K_3^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)}; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} (AB)^2 &= [C_1 R_1 (R_n + R_2)]^2 = \\ &= \frac{K_2^2 K_3^2 (\omega_3^2 - \omega_2^2) + K_1^2 K_3^2 (\omega_1^2 - \omega_3^2) + K_1^2 K_2^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)}{K_1^2 \omega_1^2 (\omega_3^2 - \omega_2^2) + K_2^2 \omega_2^2 (\omega_1^2 - \omega_3^2) + K_3^2 \omega_3^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)}; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} D^2 &= (R_n + R_1 + R_2)^2 = \\ &= \frac{K_2^2 K_3^2 \omega_1^2 (\omega_2^2 - \omega_3^2) + K_1^2 K_3^2 \omega_2^2 (\omega_3^2 - \omega_1^2) + K_1^2 K_2^2 \omega_3^2 (\omega_1^2 - \omega_2^2)}{K_1^2 \omega_1^2 (\omega_3^2 - \omega_2^2) + K_2^2 \omega_2^2 (\omega_1^2 - \omega_3^2) + K_3^2 \omega_3^2 (\omega_2^2 - \omega_1^2)}. \end{aligned} \quad (10)$$

Из выражений (8), (9), (10) получим искомые параметры ДЭЦ.

Как видно из приведенной системы уравнений, результаты измерений искомого параметра элемента не зависят от параметров других элементов, а определяются лишь стабильностью входных напряжений и частот.

Аналогичным образом могут быть измерены параметры любых ДЭЦ, приведенных на рис. 2.

Таким образом, задача определения параметров многоэлементных двухполюсников сводится к решению системы нелинейных алгебраических уравнений второй степени. Количество уравнений в системе определяется количеством искомых параметров многоэлементного двухполюсника.

Теоретические и экспериментальные исследования показали, что с точки зрения минимальной погрешности результата многочастотных измерений параметров ДЭЦ следует

выбирать такие соотношения между частотами входных сигналов $\omega_1:\omega_2:\omega_3=3:4:5$, при которых существенно упрощаются алгоритмы определения искоемых параметров, количество вычислительных операций и операций перехода в ВУ.

Рассматриваемый метод позволяет определять параметры ДЭЦ, которые не удовлетворяют общим условиям измеряемости из-за наличия недоступных узлов, но о структуре соединений пассивных элементов которых, их количестве и характере имеется априорная информация.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Электроника и кибернетика в биологии и медицине. Пер. с англ./Под ред. П. К. Анохина. М.: ИИЛ, 1963.
2. Кибернетический подход к биологическим системам: Сб. науч. тр./Под ред. Н. М. Моисеевой. М.: Наука, 1976.
3. Герман Л. С. Емкостные методы исследования полупроводников. Л.: Наука, 1972.
4. Герман Л. С., Лебедев А. А. Емкостная спектроскопия глубоких центров в полупроводниках. Л.: Наука, 1981.
5. Берлинер М. А. Измерения влажности. М.: Энергия, 1973.
6. Электрические измерения неэлектрических величин/Под ред. П. В. Новицкого. Л.: Энергия, 1975.

УДК 681.33

О. В. Хавлин, В. И. Батищев

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И СОСТАВ КОМПЛЕКСА МОДУЛЕЙ ДЛЯ РЕНТГЕНОВСКИХ ИИС

Эффективность и качество рентгеновских информационно-измерительных систем (ИИС) зависят от полноты и достоверности проведенных экспериментов и исследований. Сложность и многообразие экспериментов, а также варьированность программ исследований и алгоритмов обработки информации предопределяют различную структуру и аппаратный состав ИИС. Анализ вопросов синтеза ИИС для широкого класса рентгеновских экспериментов, каждый из которых имеет специфические черты (как по виду входной информации, так и по управляющим и контролируемым сигналам, зависимым от типа исследований и комплекса модулей), позволяет выделить общие закономерности построения ИИС на основе унифицированных многофункциональных модулей системы КАМАК и микро- или мини-ЭВМ [1].

Известны три метода проектирования ИИС: индивидуальный (специализированный по типу эксперимента), агрегатный (из ряда унифицированных блоков) и универсальный (на основе универсальной измерительной системы). Однако указанные методы проектирования не снижают стоимости и времени разработки ИИС (индивидуальный) или снижают недостаточно (агрегатный), сложны, дороги и ненадежны (универсальный).

Основу принятого системотехнического решения составляет принцип построения модулей ИИС на базе универсального микропроцессорного модуля (УМПМ), выполняющего определенные интерфейсные функции и имеющего развитое программное обеспечение. При этом структуру и функции ИИС можно варьировать программно-алгоритмическим путем, обеспечивая оптимальное структурное конфигурирование системы в зависимости от характера эксперимента и требуемого состава и точности модулей ИИС. Применение УМПМ позволяет решить традиционную задачу, возникающую перед разработчиком при синтезе ИИС, — задачу уменьшения расходов, связанных с разработкой, приобретением, наладкой и эксплуатацией модулей и устройств, составляющих систему, а также максимально сократить число типов применяемых узлов с целью снижения затрат на приобретение и содержание резервного фонда.

Преимущество данного принципа объясняется и тем, что такие ИИС специализированы по области применения и универсальны в рамках решаемых задач.

Основные функции ИИС для рассматриваемого типа исследований включают измерение параметров объекта, выдачу управляющих воздействий на объект, контроль и обработку первичной измерительной информации и регистрацию результатов измерений (в ОЗУ и на твердом носителе).

Анализируя аппаратные средства, обеспечивающие связь подсистем ИИС с объектом автоматизации (серийный рентгеновский дифрактометр типа ДРОН-2, ДРОН-3), и внутрисистемные и магистральные информационные связи между аппаратными средствами подсистем, можно классифицировать модули по реализуемым функциям на три группы (рис. 1).

1-я группа (информационно-измерительная подсистема): счетчик-таймер, измеритель скорости счета, цифровой измеритель скорости счета. Модули этой группы осуществляют восприятие и первичную обработку измерительной информации за фиксированный интервал времени (время экспозиции) и передачу ее в магистраль КАМАК.

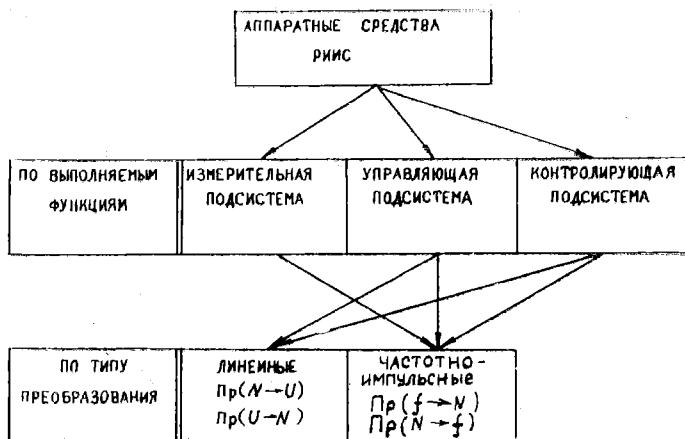


Рис. 1

2-я группа (управляющая подсистема): модули управления шаговым двигателем и гониметром, модули питания детектора и блока детекторов, модуль управления высоковольтным источником питания. Модули управляющей подсистемы вырабатывают переменные модули, воздействующие на объект исследования опосредованно (через ряд исполнительных устройств), в результате чего состояние объекта изменяется и первичные измеряемые параметры, характеризующие состояние объекта исследования контролируются модулями третьей подсистемы.

3-я группа (подсистема контроля параметров): модуль индукционного датчика, модуль вакуумной системы, регистры запросов, осуществляющие восприятие информации от исполнительных органов (клапанов вакуумной системы, задвижек, заслонок, фильтров и т. д.).

Следовательно, требуется выбрать такой оптимальный набор БИС, дополняющих УМПМ, который реализует все функции модулей ИИС. Число разновидностей типов БИС при этом минимально и возможно большая часть функций выполняется за счет программного алгоритмического структурирования модулей и программ, хранящихся в ОЗУ и ПЗУ.

Состав и конфигурация модулей зависит от различного рода представления информации. Наибольшее распространение получили в рентгеновских ИИС линейные преобразователи код—напряжение $Pr(N \rightarrow U)$ и напряжение—код (модули 2-й

и 3-й группы). Развитие современных линейных преобразователей связано с развитием МП, основной структурной особенностью которых является наличие каналов ввода-вывода информации с системой стандартного сопряжения. Поэтому возникает задача разработки не отдельных преобразователей (модулей), а аналого-цифровых и цифроаналоговых каналов. При этом оптимизации подлежат характеристики не преобразователей, а каналов в целом за счет структурно-алгоритмических методов повышения точности и быстродействия (т. е. увеличения числа разрядов УВВ).

Структурная схема универсального модуля рентгеновской ИИС должна дополняться лишь стандартными устройствами подключения к объектам контроля и управления и программно-алгоритмическим обеспечением:

- аналого-цифровыми и цифроаналоговыми преобразователями (ЦАП и АЦП);

- источниками управляющих воздействий (высоковольтные ЦАП или ключевые усилители);

- интерфейсными средствами (аппаратура сопряжения, цифровые коммутаторы);

- алгоритмами функционирования и обработки.

По-видимому целесообразно конструктивное построение модулей на основе функционального ядра в виде одноплатной микроЭВМ на базе МП, позволяющей наращивать архитектуру без изменения внутрисистемных связей (т. е. за счет установки дополнительных микросхем на универсальной плате МП) и субплат стандартных устройств. Наилучшим образом этой задаче отвечает МП набор серии К580, имеющий в своем составе все необходимые компоненты для реализации требуемых функций модулей РИИС: программируемые регистры ввода-вывода, интегральный таймер, блок приоритетных прерываний [2]. При этом необходимо разработать схему сопряжения одноплатной микроЭВМ на базе МП с магистралью КАМАК (общая задача для всех типов модулей, позволяющая унифицировать процедуру обмена с магистралью КАМАК) и схемы сопряжения с объектом (внешним устройством).

Для устройств 1-й и 3-й группы эти задачи решаются на основе программируемого регистра ввода-вывода и ЦАП (или АЦП) или блока приоритетных прерываний.

УМПМ (рис. 2), выполненный в виде субплаты размером М1, в общем случае состоит из микропроцессора (МП), шинного формирователя (ШФ), устройства управления (УУ), оперативного и постоянного запоминающих устройств (ОЗУ

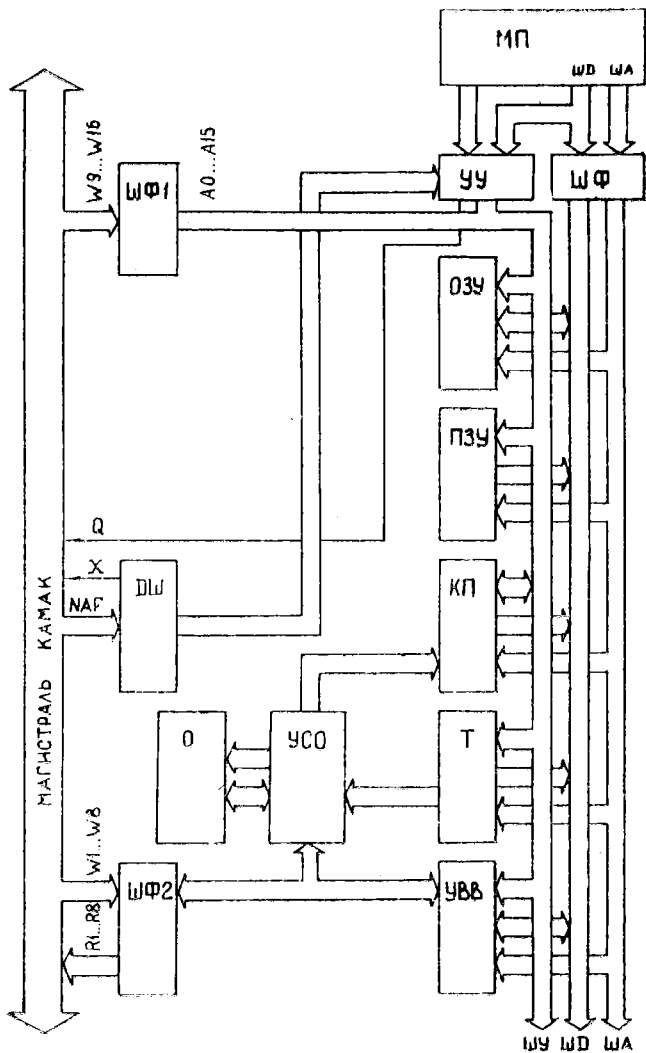


Рис. 2

или ПЗУ), контроллера приоритетных прерываний (КП), таймера (Т) и параллельного программируемого устройства ввода-вывода (УВВ). Адаптер магистралей КАМАК и МП включает в себя дешифратор NAF (ДШ), шинный формирователь (ШФ1) и двунаправленный шинный формирователь (ШФ2).

Необходимые алгоритмы функционирования модулей ИИС обеспечиваются тремя режимами работы УМПМ: режимом прямого доступа к памяти (ПДП), режимом выполнения программ (ВПр) и режимом обработки прерываний (ОбП).

Инициализация УВВ (режим ВВОД) начинается при поступлении команды F24 с магистрали КАМАК в УУ, которое вырабатывает импульс СБРОС и сигнал ЗАХВАТ. МП отключается от ША и вырабатывает сигнал ПОДТВЕРЖДЕНИЕ ЗАХВАТА, по которому УУ отключает процессор от ШД, а на формирователи адресов прямого доступа ШФ1 поступает разрешающий уровень и формируется сигнал ЧТЕНИЕ из УВВ.

Формирователи адресов ПДП открываются по команде F16, на линиях ША появляется низкий потенциал, в результате чего к ШД подключается один из портов УВВ. Сигнал, поступающий одновременно на линию ВЫБОР КРИСТАЛЛА микросхем ОЗУ разрешает их работу. При этом 1...8 разряды шины W КАМАК через ШФ2 (открытый сигналом командой с УУ для работы на ВХОД) поступают на ШД, а 9...16 разряды шины определяют адрес ячейки памяти. Сигнал записи в память вырабатывается по стробу S2, а сигнал Q при помощи сигнала ПОДТВЕРЖДЕНИЕ ЗАХВАТА.

При поступлении с магистрали КАМАК команды P26 снимается сигнал ЗАХВАТ и формируется сигнал СБРОС, по которому МП начинает выполнение программы с нулевой ячейки памяти.

В режиме ВПр МП считывает команды из ОЗУ или ПЗУ и в соответствии с алгоритмом осуществляет прием и запоминание информации в ОЗУ или, если требуется, обработку информации, а также вырабатывает сигналы управления для внешнего устройства (ОБЪЕКТА).

Обращение к магистрали крейта в режиме ВПр осуществляется через порт УВВ, который инициализирован на стробируемый ВХОД или ВЫХОД.

КП имеет 8 входных линий ЗАПРОС, на которые подают сигналы от УВВ или О. При запросе линий контроллер вырабатывает сигнал ПРЕРЫВАНИЕ, поступающий на МП, и при получении в ответ сигнала ПОДТВЕРЖДЕНИЕ ПРЕРЫВАНИЯ вырабатывает код команды ВЫЗОВ ПОДПРОГРАММЫ. Затем контроллер передает по ШД адрес ячейки памяти, содержащий начало подпрограммы ОБРАБОТКИ ПРЕРЫВАНИЯ.

Наибольшее значение для рентгеновских ИИС имеют частотно-импульсные преобразователи типа Пр ($f \rightarrow N$), имеющие точность в случае применения МП, ограниченную разностью используемых портов УВВ.

Микропроцессорная реализация задач преобразования Пр ($f \rightarrow N$) позволяет минимизировать аппаратные средства ИИС и решить их программным путем.

УСО измерительной подсистемы типа Пр ($f \rightarrow N$) состоит из тактируемого R—S-триггера, у которого установочный вход R соединен с шиной СБРОС, а тактовый вход с источником измерительной информации. Фиксируя импульсы с прямого выхода триггера и выполняя в течении периода T_x операции инкремента $B \leftarrow (B) + 1$ над регистром B МП, удается программным путем реализовать на основе МП классический счетно-импульсный метод преобразования временного интервала в код. Тогда по истечении отрезка времени T_x в регистре B фиксируется код $N_x = (B)$, величина которого линейно зависит от преобразуемого интервала T_x и частоты F_k выполнения операции счета $B = (B) + 1$:

$$N_x = F_k T_x,$$

где $F_k = F_0/K$, F_0 — тактовая частота МП; K — число тактов команд на одну операцию счета.

Время выполнения операции счета определяется путем периодического обращения к выходу триггера через линию Д7 ШД МП и анализа состояния ST этого триггера.

Программа преобразования [$T_x \rightarrow N_x$] для данного алгоритма имеет вид [3]

	MVI	B,	0;	начальная установка счетчика циклов;
GENR:	CMP	M	;	чтение состояния ST;
	JR	GENR	;	анализ состояния ($ST=0?$);
FUNC:	INX	B	;	счет циклов $B \leftarrow (B) + 1$;
	CMP	M	;	чтение состояния ST;
	JM	FUNC	;	анализ состояния ($ST=1?$)

В основе построения модулей ИИС 2-й и 3-й групп с УМПМ лежат устройства с дискретно-управляемыми параметрами вида Пр ($N \rightarrow S$) и обратного преобразования Пр ($S \rightarrow N$), реализующие операторы вида Ол ($S \rightleftharpoons N$), для которых имеем

$$N_g = \Phi(N_1, N_2, \dots);$$

$$S_l = \Phi(U_-, U_+, f \sim).$$

Здесь N — обобщенный цифровой символ (математической формы представления информации); g — признак кода (унитарный, двоичный, двоично-десятичный и т. д.); S — обобщенный символ аналоговой (физической) формы представления; l — признак физического носителя.

Реализация обобщенного оператора $On(S \rightleftharpoons N)$ посредством $Pr(S \rightleftharpoons N)$ обеспечивает любые взаимные преобразования физической и математической форм представления информации с заданной точностью. Для $On(N \rightarrow S)$ выходной сигнал $S = N \Delta S$ является квантованным с шагом квантования ΔS . Здесь $S = j \Delta S$ при $j = 0, 1, 2, \dots, m_S - 1$, где m_S — число уровней квантования или разрешающая способность сигнала S , $m_S = (S_{\max} - S_{\min}) / \Delta S = 100 / \delta_S$ (δ_S — погрешность сигнала).

Для оператора $On(S \rightarrow N)$ выходные сигналы представлены в виде кода $N = S / \Delta S = m_S$ с шагом дискретности, определенной разрешающей способностью m_S входного сигнала и параметрами $Pr(S \rightarrow N)$.

Перспективность применения модуля с УМПМ и дискретным представлением информации объясняется следующими обстоятельствами:

многофункциональностью модулей ИИС не только в отношении используемых форм и физических носителей информации, но и в отношении программированного выполнения математических операций одного и того же или различных алгоритмов;

возможностью упрощения специализированных ЦВМ, используемых в системах КАМАК, за счет переложения некоторых математических операций из ЦВМ на модули ИИС, выполняющие одновременно функции согласования датчиков и исполнительных органов управляемого объекта с управляющей ЦВМ;

пригодностью модулей ИИС для построения систем предварительной обработки информации в измерительных системах и системах управления производственным процессом.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Хавлин О. В., Нахмансон М. С. Системотехника магистрально-модульных рентгеновских АСНИ//Тез. докл. VII Всесоюзн. науч.-техн. конференции «ИИС-85». Винница, 1985. С. 85—86.
2. Микропроцессорные комплекты интегральных схем: Состав и структура: Справочник/Под ред. А. А. Васенкова. М.: Радио и связь, 1982.
3. Григорьев В. Г. Программное обеспечение микропроцессорных систем. М.: Энергоатомиздат, 1983. С. 198—201.

**МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ИНТЕНСИВНОСТИ ВИБРАЦИИ
И ИХ ВЛИЯНИЕ НА НАДЕЖНОСТЬ ЗАКЛЮЧЕНИЙ
О ТЕХНИЧЕСКОМ СОСТОЯНИИ МАШИН И МЕХАНИЗМОВ**

Одним из важнейших параметров оценки технического состояния машин и механизмов является уровень интенсивности вибрации. Поэтому надежность заключений о техническом состоянии по такому параметру, как вибрация, будет полностью зависеть от достоверности ее численных значений. Вибрация машины является показателем ее технического совершенства и состояния, в то же время уровень ее интенсивности характеризует степень опасности воздействия на элементы машины. Вибрация современных машин даже для отдельных узкополосных составляющих негармоническая и достаточно хорошо описывается моделью в виде синусоиды и узкополосного шума. Зависимость надежности заключений о техническом состоянии машин и механизмов от методов оценки интенсивности вибрации рассмотрим на примере исследования вибрации газотурбинных двигателей (ГТД). Проанализируем следующие оценки интенсивности узкополосной вибрации (основные термины и обозначения по ГОСТ 24346-80);

- 1) среднее квадратическое значение вибрации $R_1 = x_c$;
- 2) среднее значение модуля вибрации $R_2 = \bar{x}$;
- 3) практически предельное значение вибрационного процесса $R_3 = 3x_c$;
- 4) среднее значение огибающей \bar{Z} или амплитуд негармонической узкополосной вибрации $\bar{X} R_4 = \bar{X} \approx \bar{Z}$;
- 5) практически предельное значение огибающей (амплитуд)

$$R_5 = \bar{Z} + 3Z_c \approx \bar{X} + 3X_c,$$

где Z_c , X_c — среднее квадратическое значение огибающей и амплитуд соответственно;

- 6) амплитуду гармоники, эквивалентную по энергии оцениваемому процессу: $R_6 = \sqrt{2}x_c$ [1];

- 7) амплитуду гармоники, эквивалентную по усталостной прочности оцениваемому процессу $R_7 = \lambda \sqrt{2}x_c$ [2], где λ — коэффициент, связанный с видом плотности распределения, наиболее просто определяемый по аппроксимативной формуле $\lambda = \exp(1, 1v)$, где $v = \frac{X_c}{\bar{X}} = \frac{Z_c}{\bar{Z}}$ — коэффициент вариации.

В настоящее время наиболее распространенными характеристиками являются R_1 и R_2 . Они применяются для оценки интенсивности узкополосных процессов, а в виде так называемых обобщенных параметров вибрации и для полигармонических и широкополосных процессов. Обобщенный параметр, выражаемый через среднее значение модуля, записывается как $R_8 = -\frac{\pi}{2} \bar{x}$. R_6 и R_8 отличаются от R_1 и R_2 только постоянными множителями. Установлены зависимости между моментами процесса, шума и огибающей [3], с помощью которых можно пересчитывать различные оценки интенсивности и выражать один из них через другие.

Выбор характеристики должен быть связан с целями измерения. При изменении технического состояния машины и механизмов во многих случаях изменяется не только интенсивность вибрации, но и ее характер. Поэтому, как и в случае оценки опасности воздействия вибрации на элементы конструкции, оценка интенсивности должна зависеть не только от интегральных энергетических характеристик процесса, но и от показателя, связанного с его характером.

На рис. 1 и 2 показано изменение относительных максимумов узкополосной вибрации при изменении характера про-

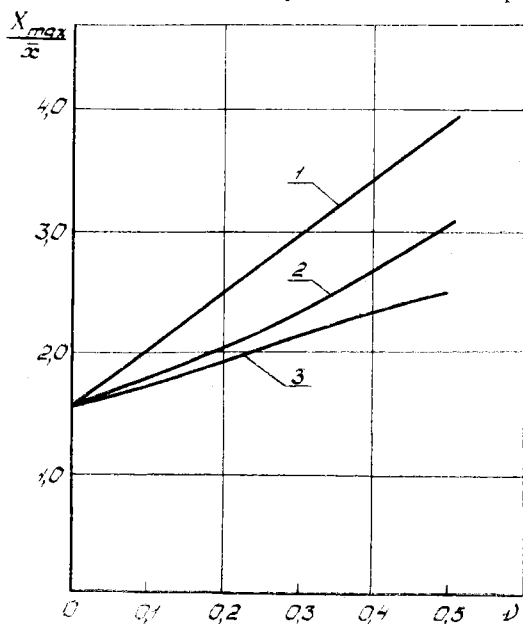


Рис. 1

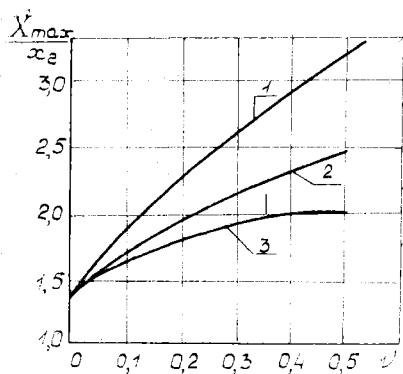


Рис. 2

цесса (его плотности распределения), оцениваемого коэффициентом вариации v . Из графиков следует, что при неизменном значении x_e и \bar{x} экстремумы могут весьма существенно превышать амплитуду гармоник с теми же x_e и \bar{x} . Это свидетельствует о несостоятельности оценок R_1, R_2, R_6, R_8 . Поведение относительных оценок $R = \frac{R_i}{x_e}$ при изменении характера вибрации показано на рис. 3.

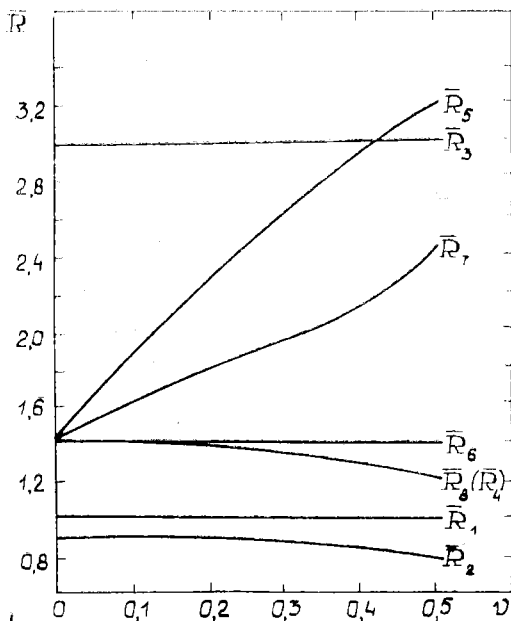


Рис. 3

Для опасности вибрации, связанной с возможностью накопления усталостных повреждений в конструкции, оценка R_5 завышена. Оценка R_7 является эквивалентной амплитудой гармонического колебания, при воздействии которого для однотипных конструкций обеспечивается та же или несколько

большая опасность накопления усталостных повреждений, что и от оцениваемого узкополосного негармонического процесса. Имеются достаточные теоретические и экспериментальные обоснования такого подхода [2, 4], позволяющие рекомендовать оценку R_7 в качестве характеристики узкополосной вибрации как при оценке опасности воздействия на элементы конструкции усталостных нагружений, так и при оценке технического состояния машин и механизмов.

На численный результат измерения вибрации влияют три группы факторов: аппаратурные, связанные с погрешностями датчиков и систем измерения; функциональные, определяемые внешними условиями работы и нагружением двигателя; методические, зависящие от методов обработки и анализа полученных результатов. Эти факторы приводят к появлению полосы неопределенности результата виброизмерения. Влияние методических и функциональных факторов зачастую не учитывается, хотя они могут быть определяющими.

Важной процедурой вибрационного анализа на заключительном этапе является сопоставление полученных результатов. Наиболее часто результаты сравниваются с нормами и допустимыми значениями предыдущих размеров на этом же объекте для оценки изменения качества и диагностики, для оценки эффективности внедренных конструктивно-технологических мероприятий и т. п. В качестве результата сопоставления выступает некоторое число k , как например при сравнении результатов двух измерений x_1 и x_2 : $k = \frac{x_1}{x_2}$. Истинный результат сопоставления будет находиться внутри полосы неопределенности с абсолютными значениями k_{\max} , k_{\min} .

Интервал неопределенности результата сопоставления представим в следующей форме:

$$k_{\max} = k(1 + \delta_k); \quad (1)$$

$$k_{\min} = k(1 - \delta_k),$$

где k — истинный результат сопоставления; δ_k — погрешность сопоставления.

Погрешность сопоставления будет зависеть от суммарных погрешностей сравниваемых измерений δ . С надежностью $\alpha = 95\%$ можно записать

$$\delta_{\Sigma} = 2\sqrt{\sum_i \delta_i^2},$$

где δ_i — средняя квадратическая погрешность результата i -того влияющего фактора. Погрешность δ_k можно оценить квадратическим суммированием:

$$\delta_k = \sqrt{\delta_{1y}^2 + \delta_{2y}^2}. \quad (2)$$

Относительная полоса неопределенности результата выражается соотношением

$$\Delta_k = \frac{2(k_{\max} - k_{\min})}{k_{\max} + k_{\min}} = 2\delta_k. \quad (3)$$

Повышение сопоставимости может быть достигнуто за счет уменьшения полосы неопределенности отдельных влияющих факторов и приведением результатов к некоторым условиям, принимаемым за стандартные. Наличие сведений об уровнях влияющих факторов позволяет оценить доверительный интервал для результата и на этой основе повысить надежность выводов.

Получение характеристик сопоставимости δ_k и Δ_k проиллюстрируем на примере сопоставления результатов двух измерений узкополосной негармонической вибрации ГТД.

Рассмотрим ряд факторов, влияющих на численный результат измерений вибрации. Иногда в результатах измерения вибрации и при установлении допустимых значений и норм вообще не указывается, для какой характеристики эти значения приводятся. Средняя квадратическая полоса неопределенности, вызванной отсутствием в результатах виброизмерений сведений об измеряемой характеристике определяется выражением

$$\Delta_R = \frac{1 - \frac{2}{\pi} + 3\nu}{\sqrt{3} \left(1 + \frac{2}{\pi} + 3\nu\right)},$$

График зависимости приведен на рис. 4.

Влияние длительности анализируемой реализации на относительную среднюю квадратическую полосу неопределенности для возможного интервала длительности $0,5 \leq T \leq 60$ с оценивается по формуле [5]

$$\Delta_T = 1,094 \sqrt{\frac{1 + a^2}{(2 + a^2)^2 \Delta f_x T}},$$

где Δf_x — ширина частотной полосы, занятой вибрационной составляющей на уровне 0,707; $a = \frac{x_a}{n_a}$ — коэффициент регулярности.

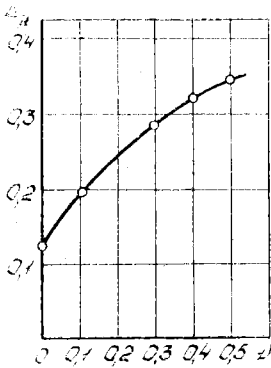


Рис. 4

На рис. 5 приведен график зависимости относительной полосы неопределенности от длительности анализируемой реализации для случая силового возбуждения.

Для ряда типов двигателей на уровень вибрации влияет окружающая температура. Так, для одного из конкретных двигателей это влияние по статистическим данным дает величину $\Delta t_n = 0,266$ [6].

Влияние загрузки по мощности определяется формулой [1]

$$\Delta L = 10 \lg \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^d \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^b \text{ дБ},$$

где N_1, N_2 — соответствующая мощность на режимах 1 и 2; n_2, n_1 — минутная частота вращения соответствующих режимов; d, b — коэффициенты.

Результаты, полученные по этой формуле, практически точно совпали с экспериментальными данными [6] (для этого случая $\Delta_{Ne} = 0,064$).

Уровень средней квадратической полосы неопределенности результата вследствие погрешности аппаратуры $\Delta_A = 0,2$ оценен по справочным данным [7].

Для грамотного проведения сопоставления необходимо учитывать главные или, по крайней мере, большинство главных влияющих факторов, которые значимо снижают уровень сопоставимости. Для случая $\delta_{\Sigma_1} = \delta_{\Sigma_2}$ проведено суммирование погрешностей при $\nu=0,5$ и $\nu=0,15$. Данные представлены в таблице и на рис. 6 в виде диаграммы Δ_k , построенной в за-

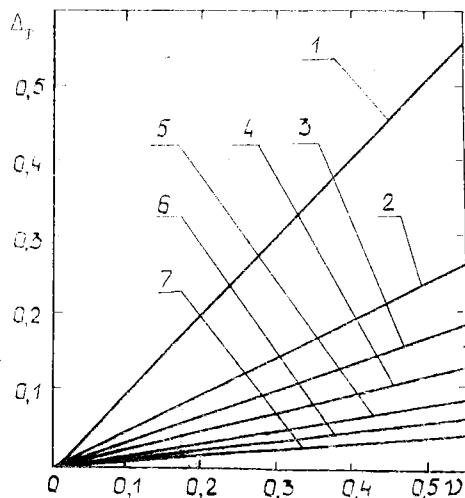


Рис. 5

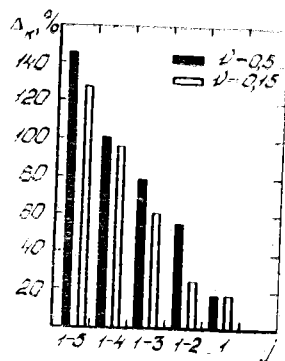


Рис. 6

зависимости от числа учтенных факторов, разжированных по убыванию влияния. Из таблицы и рис. 6 следует, что отсутствие сведений об используемой характеристике вибрации, к которой относится рассматриваемый числовой результат, совершенно недопустимо.

Таким образом, выбор той или иной оценки интенсивности для характеристики вибрационного процесса весьма существенно влияет на численный результат и полосу неопределенности, возникающую при сопоставлении полученных величин с нормами или статистикой. Применение рекомендованной оценки R_7 и учет влияющих факторов позволяет снизить полосу неопределенности и повысить надежность определения технического состояния машины и ее элементов.

Уровни погрешностей влияющих факторов и характеристики сопоставимости ($\gamma=0,5$)

Номер фактора	Средняя квадратическая погрешность от фактора		Средняя квадратическая полоса неопределенности	Характеристики сопоставимости	Номера учтенных факторов				
	обозначение	уровень			1—5	1—4	1—3	1—2	1
5	δ_p	0,171	0,343	δ_{Σ}	0,515	0,385	0,278	0,193	0,064
4	δ_{m1}	0,133	0,266						
3	δ_{λ}	0,1	0,2	δ_{Σ}	0,726	0,542	0,39	0,272	0,09
2	δ_{λ}	0,091	0,182						
1	$\delta_{\lambda_{\Sigma}}$	0,032	0,064	Δ_{Σ}	1,45	1,08	0,784	0,544	0,18

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Вибрация энергетических машин: Справочное пособие/Под ред. Н. В. Григорьева. Л.: Машиностроение, 1974.
2. Костин В. И. Сравнительная оценка интенсивности вибрации с переменной во времени амплитудой эквивалентным значением виброскорости гармонических колебаний//Проблемы прочности, 1974, № 9. С. 103—109.
3. Расчеты и испытания на прочность. Оценка значений параметров вибрации механических систем: Методические рекомендации МР 222—87. М.: ВНИИМАШ, 1987.

4. Костин В. И., Сундуков Е. В. Об эквивалентности синусоидальной и несинусоидальной узкополосной нагрузок//Проблемы прочности. 1976. № 7. С. 78—83.

5. Бояринцев В. И., Костин В. И. Выбор длительности реализации при определении интенсивности вибрации//Куйбышевск. политехн. ин-т. М., 1984. Деп. в ВИНТИ, № 4638-82, 1984.

6. Бояринцев В. И., Идельсон А. М., Костин В. И. Влияние условий испытания на вибрационные характеристики ГТД//Испытания авиационных двигателей: Межвуз. сб. науч. тр. Уфа: Уфимск. авиац. ин-т, 1984. С. 81—88.

7. Приборы и системы для измерения вибрации, шума и удара: Справочник. — В 2-х кн. М.: Машиностроение, 1978.

УДК 621.317:681.586

А. А. Пот, В. Г. Матвеев

ПОВЫШЕНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ ГЕОТЕРМИЧЕСКИХ ЗОНДОВ

Геотермические исследования, заключающиеся в изучении распределения температуры, термоградиента и теплового потока Земли через дно акваторий играют важную роль при изучении строения и состава поверхностного слоя океанического дна.

Основными средствами измерения указанных параметров являются геотермические зонды (ГЗ), к метрологическим характеристикам которых предъявляются весьма высокие требования, а получаемая от них измерительная информация должна обладать достоверностью, обеспечиваемой повышенной метрологической надежностью. Под метрологической надежностью будем понимать способность ГЗ сохранять требуемую точность результатов измерения в морских экспедиционных условиях при изменениях в широких пределах температуры и влажности, а также стабильность метрологических характеристик на весь срок экспедиции (2—6 месяцев), когда настройка и поверка зонда затруднена, либо вообще невозможна.

Вместе с тем, к погружной части ГЗ предъявляется требование простоты и низкой стоимости, поскольку высока вероятность его повреждения или потери при внедрении в донные осадки.

Анализ существующих методов повышения точности и долговременной стабильности метрологических характеристик показал, что в ГЗ наиболее целесообразно использование структурно-алгоритмических методов коррекции систематических и случайных составляющих погрешности в сочетании с

периодической калибровкой аппаратуры зонда на борту судна, а также в процессе спуска с широким использованием ЭВМ для обработки результатов и программного управления процессом измерения.

При геотермических исследованиях наиболее высокие требования с точки зрения точности предъявляются к каналу измерения температуры и градиента температур в донных осадках, включающему в себя медные термопреобразователи сопротивления (ТС), коммутатор, измерительный преобразователь (ИП) сопротивления в период частотного сигнала, канал связи, преобразователь периода в код (ППК) и микроЭВМ.

Теоретические и экспериментальные исследования ИП показали, что его функция преобразования в диапазоне $0,5 \div 2,0$ кОм аппроксимируется с погрешностью, не превышающей $0,02\%$, выражением

$$T_x = a_1 R_x, \quad (1)$$

где a_1 — коэффициент передачи ИП; R_x — сопротивление, подключаемое к входу ИП; T_x — период сигнала на выходе.

Цикл измерения температуры и термоградиента на четырех измерительных базах состоит из 6 тактов. В тактах с 1 по 5 ко входу ИП поочередно коммутатором подключается базовый $R_{ТБ}$ и измерительные $R_{Т1} \dots R_{Т4}$ термопреобразователи сопротивления. Результаты измерений имеют вид

$$N_B = a_1 a_2 (R_{ТБ} + R_{КБ} + R_{ПБ}); \quad (2)$$

$$N_j = a_1 a_2 (R_{Тj} + R_{Кj} + R_{Пj}),$$

где $R_{ТБ}$, $R_{Тj}$ — сопротивления базового и измерительных ТС; $j = 1 \dots 4$ — номер измерительного канала; $R_{КБ}$, $R_{Кj}$ — сопротивление ключей коммутатора; a_2 — коэффициент передачи ППК.

В последнем, шестом такте, ко входу ИП подключается образцовый резистор R_0 . Результат измерений

$$N_0 = a_1 a_2 (R_0 + R_{К0}), \quad (3)$$

где $R_{К0}$ — сопротивление ключа k_0 .

Линейная зависимость сопротивления медных термопреобразователей, используемых в качестве первичных, от температуры

$$R_{ТБ} = R_{ТБ0} (1 + \alpha_M T_B); \quad R_{Тj} = R_{Тj0} (1 + \alpha_M T_j), \quad (4)$$

где $R_{ТБ0}$; $R_{Тj0}$ — номинальные сопротивления ТС, α_M — ТКС меди, позволяет определить разность температур $T_B - T_j$ пу-

тем измерения разности сопротивлений, которая находится в результате совместного решения уравнений (2) и (3)

$$R_{TБ} - R_{Tj} = A \frac{N_{Б} - N_o}{N_o} + B_j - C_j, \quad (5)$$

где $A = R_o + R_{кo}$; $B_j = R_{кБ} - R_{кj}$; $C_j = R_{пБ} - R_{пj}$; $j = 1, \dots, 4$.

С учетом (4) искомое значение градиента температур на каждой j -той измерительной базе

$$G_j = \frac{1}{(R_{Tjo} + R_{пjo})h_j} \left[A \frac{N_{Б} - N_j}{N_o} + B_j - D_j(1 + \alpha_m \cdot T_{Б}) \right], \quad (6)$$

где $D_j = (R_{ТБo} + R_{пБo} - R_{Tjo} - R_{пjo})$; $R_{пБo}$, $R_{пjo}$ — сопротивление проводов ТС при 0°C ; h_j — длина базы.

Анализ выражения (6) показывает, что при реализованном в ГЗ методе измерения полностью компенсируются систематические погрешности ИП и ППК, обусловленные нестабильностью коэффициентов преобразования a_1 и a_2 , зависящих от температуры и влажности окружающей среды, напряжения питания и временного дрейфа.

Не устраняются погрешности от нестабильности номинальных сопротивлений ТС R_{Toj} и сопротивлений ключей R_{kj} коммутатора, приводящие к изменению констант A и B_j . Устранить их можно путем автоматизированной калибровки канала температуры и термоградиента по известным значениям разности (приращений) сопротивлений. При калибровке вместо термопреобразователей $R_{ТБ}$ и R_{Tj} к входу ИП подключается линейка образцовых резисторов, имитирующая разность температур. Снижение случайных составляющих погрешностей, вызванных нестабильностью сопротивлений ключей коммутатора и шумами ИП, достигается предварительной тренировкой контактов герконовых реле коммутатора и усреднением результатов калибровки за 50—100 циклов.

Старение термопреобразователей в процессе эксплуатации приводит к изменению их номинальных сопротивлений. Для коррекции этой погрешности используется периодическая калибровка зонда во время спуска в слое воды с нулевым градиентом температур на глубинах океана 1,5—2 км.

Комплекс принятых мер обеспечил высокую точность измерения геотермических параметров и метрологическую надежность информационно-измерительной системы в условиях морской экспедиции во время 4-го рейса научно-исследовательского судна «Академик Николай Страхов».

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализируя содержание статей сборника, можно выделить два основных направления исследований, проводимых вузами в рамках целевой комплексной научно-технической программы «Надежность конструкций» Минвуза РСФСР.

Одно из них — разработка методов и технических средств определения состояния и ресурса динамических механических конструкций и систем. Результаты фундаментальных исследований указанных вопросов приведены в статьях Волкова И. И. и Мартового В. П. «Применение АРСС-спектрального оценивания для оперативной диагностики динамических объектов» и Семенычева В. К. «Параметрическая оценка состояния и ресурса механических систем по разным фазовым переменным».

Другое направление связано с разработкой технических средств неразрушающего контроля отдельных параметров механических конструкций и электронных и электрических схем. Здесь следует отметить работы Кузнецова В. А., Богданова Н. Ф. «Исследование усталостных явлений в конструкциях виброакустическим методом», Исмаилова Ш. Ю. и других «Измерительно-вычислительные системы для оценки усталостных повреждений машиностроительных конструкций», Жирабока А. Н., Шумского А. Б. «Использование методов функционального диагностирования для контроля состояния систем», Касьянова А. У., Передельского Г. И. «Схема подавления помех в измерительных устройствах прочности конструкций».

Необходимо отметить, что в сборнике слабо отражены вопросы повышения метрологической надежности средств приборостроения и отсутствуют результаты фундаментальных и прикладных исследований технической надежности средств приборостроения вычислительной техники и автоматизации. На эти вопросы при координации НИР необходимо обратить особое внимание, так как повышение надежности, особенно средств вычислительной техники и автоматизированных систем управления технологическими процессами и объектами, является чрезвычайно важной народнохозяйственной задачей.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ

Куликовский К. Л. Повышение надежности и ресурса средств приборостроения, автоматизации и вычислительной техники	3
Семенчев В. К. Параметрическая оценка состояния и ресурса механических систем по разным фазовым переменным	7
Богданов Н. Ф., Кузнецов В. А. Исследование усталостных явлений в конструкциях виброакустическим методом	11
Исмаилов Ш. Ю., Рева М. И., Шакирова О. В. Измерительно-вычислительные системы для оценки усталостных повреждений машиностроительных конструкций	14
Волков И. И., Мартовой В. П. Применение АРСС-спектрального оценивания для оперативной диагностики динамических объектов	20
Кравец М. З. Микропроцессорная система предупреждения осложнений в глубоком бурении	26
Ашасв С. В., Беляев А. В., Яговкин Г. Н. Информационно-измерительная система контроля работоспособности оператора с использованием микроЭВМ	30
Косолапов А. М., Мелентьев В. С., Шутов В. С. ИИС для контроля состояния многофазных средств измерения параметров энергообъектов	33
Сапрыкин А. Н., Скотников А. А. О возможности повышения чувствительности измерительных трактов систем для прочностных испытаний	38
Лизунов В. В. Специализированные средства статистической обработки для контроля и диагностики объектов	44
Сайфуллин Р. Т. О решении одного класса диагностических задач	48
Баскаков В. С. ИИС контроля состояния подвижных моделей	52
Головкин С. В. Повышение помехоустойчивости измерений кардиоинтервалов в ИИС медицинского назначения	56
Левин В. И., Андрияшев А. М. Методы анализа и синтеза тестовых действий для динамической диагностики цифровых схем	61
Дымова Т. Н., Орехов Ю. В., Петрова О. Н. Отыскание оптимального набора тестов для контроля состояния систем	67
Тырсин А. Н. Использование методов нелинейной фильтрации для повышения надежности контроля состояния машин	71
Тропин В. Г. Алгоритмы контроля при автоматическом размещении элементов на печатной плате	76
Жирабок А. Н., Шумский А. Е. Использование методов функционального диагностирования для контроля состояния систем	80

Яшин В. Н. Повышение помехозащищенности канала измерения мгновенного суточного хода ИИС контроля качества механических часов	85
Передельский Г. И., Касьянов А. У. Схема подавления помех в измерительных устройствах прочности конструкции	90
Карпов В. И., Белов А. В., Саул Е. Н. О возможности физического подхода к оценке показателей надежности датчиков механических величин	97
Сайфуллин Ж. Т. Корреляционный метод измерений в задаче контроля предела обнаружения систем для хроматографических исследований	104
Гафарова И. З. Контроль параметров технологического процесса в сложных условиях	107
Рубцов М. Г. Метод повышения метрологической надежности информационно-измерительных систем в динамическом режиме работы	109
Татаренко Е. И., Рубцов М. Г., Смирнов В. Д., Нечаев С. А. Принципы построения ИИС повышенной метрологической надежности для морских геофизических исследований	112
Морозов В. В. Исследование надежностных характеристик распределенных систем с использованием регрессионных моделей	116
Волков В. А., Рыжаков В. В. Разработка динамических моделей надежности	120
Рагимов Р. М., Рзаев Т. Б. Неразрушающий контроль параметров многоэлементных электрических цепей	124
Хавлин О. В., Батищев В. И. Принципы построения и состав комплекса модулей для рентгеновских ИИС	128
Костин В. И. Методы оценки интенсивности вибрации и их влияние на надежность заключений о техническом состоянии машин и механизмов	136
Рот А. А., Матвеев В. Г. Повышение метрологической надежности геотермических зондов	143
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	146