

ВСЕСОЮЗНЫЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ
ИМЕНИ Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

Справ.

ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ТЕОРИИ
И ТЕХНИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ
СИСТЕМ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 170 (230)



510/1

ВСЕСОЮЗНЫЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО
ЗНАМЕНИ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
МЕТРОЛОГИИ им. Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ТЕОРИИ
И ТЕХНИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ
СИСТЕМ

2146315
ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 170 (230)

Под редакцией
Е. Д. Колтыка, Л. И. Довбеты

БИБЛИОТЕКА
Всесоюзного научно-исследова-
тельского института метрологии
имени Д. И. Менделеева



«ЭНЕРГИЯ»
Ленинградское отделение
1975

Широкое проведение комплексных исследований в современной науке (ядерная физика, геофизика, космические программы, океанология, биология) и повышение эффективности работы технических систем в промышленности и на транспорте неразрывно связано с использованием сложных средств измерений — измерительных систем. Однако вопросы теории и техники измерительных систем, их проектирования, метрологического анализа в настоящее время разработаны недостаточно. На это неоднократно указывалось в решениях Всесоюзных совещаний (например, I—V симпозиумы «Методы представления и аппаратный анализ случайных процессов и полей», III научно-техническая конференция по электроприборостроению и др.).

В статьях настоящего сборника рассматриваются общие задачи построения и оценки качества систем, методы исследования отдельных узлов, приводятся результаты разработки звеньев. Особое внимание уделяется метрологическим характеристикам звеньев и каналов. Материалы сборника могут быть полезны разработчикам измерительных систем и научным работникам, использующим измерительные устройства в своих исследованиях.

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ТЕОРИИ И ТЕХНИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Труды метрологических институтов СССР

Выпуск 170 [230]

Редактор *Л. Ф. Садовская*
Технический редактор *О. С. Житникова*
Корректор *И. Л. Перескокова*

Сдано в набор 20/XI 1974 г. Подписано к печати 12/III 1975 г. М-23664. Формат 60×90/16.
Бумага типографская № 3. Печ. л. 7. Уч.-изд. л. 11,46. Тираж 1000 экз. Заказ № 2558.
Цена 1 р. 15 к.

Ленинградское отделение издательства «Энергия» 192041, Ленинград, Марсово поле, 1

Ленинградская типография № 4 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли, 196126,
Ленинград, Ф-126, Социалистическая ул., 14.

И 30306-123
951(01)-75

© Всесоюзный ордена Трудового Красного Знамени научно-исследовательский институт метрологии им. Д. И. Менделеева (ВНИИМ), 1975

I. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

УДК 519.24: 389.0

Л. И. ДОВБЕТА, Б. Л. РЫВКИН, Б. А. ШКОЛЬНИК

ВНИИМ

МЕТОДЫ ОЦЕНИВАНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ЛИНЕЙНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

Процесс преобразования сигнала в преобразователях с линейной характеристикой сопровождается искажениями, которые вносят погрешность в оценку его параметров. Рассмотрим погрешность воспроизведения параметров сигнала, обусловленную отличием оператора преобразования от желаемого.

Соотношение между выходным $y(t)$ и входным $x(t)$ сигналами определяется оператором преобразования A

$$y = Ax.$$

После проведения вычислительных операций Φ получаем оценку параметра p реализации сигнала y

$$p = \Phi y.$$

Будем считать значения искомого параметра действительными числами. Тогда алгоритм Φ является функционалом, определенным на множестве выходных сигналов. Погрешность измерения параметра p , обусловленная отличием реального оператора преобразования A от идеального A_n , равна

$$\Delta_{\Phi} = \Phi Ax - \Phi A_n x = \Phi y - \Phi y_n, \quad \text{где } y_n = A_n x. \quad (1)$$

Для преобразователей широкого применения (например, для унифицированных блоков измерительных систем) алгоритм обработки выходного сигнала, как правило, заранее не определен и, следовательно, вид функционала Φ неизвестен. Для оценки точности таких преобразователей обычно используют критерии, удовлетворяющие аксиомам нормы [1]

$$\Delta = \|y - y_n\| = \|\varepsilon\|, \quad \text{где } \varepsilon = y(t) - y_n(t). \quad (2)$$

В связи с этим представляет интерес получение оценки Δ_{Φ} при известной величине Δ . Если функционал Φ является дифференцируемым (1) и его градиент Γ_{Φ} удовлетворяет неравенству

$$|\Gamma_{\Phi}| < m \|y\|; \quad m > 0,$$

то

$$|\Phi y - \Phi y_n| < m \|y - y_n\| = m \|\varepsilon\|.$$

Отсюда

$$|\Delta_{\Phi}| < m \Delta. \quad (3)$$

Соотношение (3) устанавливает связь между погрешностью измерения параметра p и погрешностью преобразования Δ . Параметры m и Δ неравенства (3) для некоторых видов функционалов приведены в таблице.

Динамические свойства линейных преобразователей определяются функциями динамического преобразования: частотными, передаточными, переходными и другими характеристиками. Однако эти функции применимы для

Функциональная оценка параметра y	Типичная интерпретация	Параметры неравенства $ \Delta\Phi < m\Delta$	Примечание
$\Phi(y) = \langle y, \varphi \rangle$ $\varphi > = \int_0^T y(t) \varphi(t) dt$	Измерение среднего значения Спектральный анализ	$m = \sqrt{\langle \varphi, \varphi \rangle}$ $\Delta = \sqrt{\langle \varepsilon, \varepsilon \rangle}$	Равенство в (3) достигается при $\varepsilon(t) = \lambda \varphi(t)$
$\Phi(y) = \ y\ = \left[\frac{1}{T} \int_0^T y(t) ^q dt \right]^{\frac{1}{q}}$	Измерение среднего квадратического (среднего) значения при $q=2$	$m = 1$ $\Delta = \ \varepsilon\ $ (при $q=2$) $\Delta = \sigma_\varepsilon$	Равенство в (3) достигается при $y = \lambda y_\varepsilon$
$\Phi(y) = R_y(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) y(t+\tau) dt$	Измерение значений автокорреляционной функции Измерение дисперсии	$m = 2 \sqrt{R_y(0)}$ $= 2\sigma_y$ $\Delta = \sqrt{R_\varepsilon(0)}$ $= \sigma_\varepsilon$	—

описания лишь строго линейных преобразователей, тогда как любой реальный преобразователь обладает некоторой нелинейностью. Для того чтобы сделать возможной совместную интерпретацию динамических и нелинейных свойств реальных преобразователей, представим оператор A в виде суммы

$$A(x) = L(x) + H(x) + A(0), \quad (4)$$

где L и H — линейный и нелинейный операторы; $A(0)$ — выходной сигнал, соответствующий нулевому входному сигналу. Для большинства реальных линейных преобразователей относительная величина нелинейных искажений стремится к нулю при уменьшении уровня входного сигнала, т. е. оператор H обладает свойством

$$\frac{\|H(x)\|}{\|x\|} \rightarrow 0 \text{ при } \|x\| \rightarrow 0. \quad (5)$$

При достаточно малом размахе входного сигнала такой преобразователь может быть представлен линейным оператором L и источником постоянной составляющей $A(0)$. Представление операторов реальных преобразователей в виде (4) имеет следующие преимущества: позволяет дать строгое определение функции динамического преобразования как характеристики соответствующего линейного оператора L ; операторы L и H не зависят от вида и размаха входного сигнала, что выгодно отличает разложение (4) от представлений по методам гармонической [2] и статистической линеаризации; модель (4) позволяет раздельно исследовать линейные и нелинейные искажения сигналов произвольной формы. Составляющая выходного сигнала y_n линейно связанная с входным, определяется соотношением

$$y_n \equiv L(x) = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{A(\alpha x) - A(0)}{\alpha}, \quad (6)$$

где предел принимается как норма в пространстве выходных сигналов.

Обозначив идеальный линейный оператор через L_n , запишем выражение для погрешности преобразования

$$\Delta = \|A(x) - A(0) - L_n(x)\| = \|(L - L_n)x + Hx\| < \|(L - L_n)x\| + \|Hx\| = \Delta_n + \Delta_H.$$

где

$$\Delta_H = \|H(x)\|; \Delta_H = \|(L - L_H)x\|.$$

Постоянную составляющую $A(0)$ полагаем равной нулю. При синусоидальном входном сигнале экспериментальное определение погрешности преобразования осуществляется достаточно просто. Полагая

$$x = U \cos \omega t$$

и

$$\|x\| = \left[\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \right]^{\frac{1}{2}},$$

получаем

$$\Delta_H = |A(\omega) - A_H(\omega)| \frac{v}{\sqrt{2}}; \Delta_H = \frac{K_r A(\omega) U}{\sqrt{2}},$$

где $A(\omega)$ и $A_H(\omega)$ амплитудно-частотные характеристики реального и идеального преобразователя соответственно; K_r — коэффициент гармоник выходного сигнала при данном входном.

Для оценки погрешности измерений в общем случае необходимы источники сигналов сложной формы и образцовые средства измерений их параметров. Создание таких средств представляет сложную техническую задачу. Кроме того, прямая экспериментальная оценка погрешности преобразования не решает проблему в целом, поскольку оценки, полученные при испытательных сигналах конкретного вида, распространяются лишь на частные классы входных сигналов.

Расчетные оценки погрешности могут быть получены прямыми методами или методами моделирования. Прямые методы основываются на использовании точных или приближенных выражений для погрешности. Применимость прямых методов ограничивается резким возрастанием сложности задачи с ростом сложности динамической структуры исследуемого средства измерений. Методы моделирования позволяют рассчитывать оценки погрешности для средств измерений с произвольной структурой. При этом сложность программы довольно слабо зависит от сложности моделируемого объекта.

Для решения на ЭВМ задач расчета погрешности методами моделирования необходимы следующие группы подпрограмм (ПП): генерирования входных сигналов, моделирования средств измерений, обработки данных измерений.

В каждую группу может входить несколько подпрограмм, позволяющих решать задачи различного типа. При этом для обеспечения совместимости все подпрограммы одной группы должны иметь одинаковое обращение.

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. Для оценки качества преобразователей можно рекомендовать критерии, обладающие свойствами нормы, и оценивать погрешность измерений неравенствами типа (3).
2. Представление реальных преобразователей суммой линейного и нелинейного операторов облегчает разделение составляющих при анализе и измерении искажений.
3. В основу методики оценивания погрешности измерений в динамическом режиме должен быть положен расчетно-экспериментальный подход. При этом характеристики оператора преобразования определяются, как правило, на основе экспериментальных данных, а оценка погрешности рассчитывается аналитически — для операторов с простой структурой или методом моделирования — для операторов с произвольной структурой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Колмогоров А. Н., Фомин С. В. Элементы теории функций и функционального анализа. М., «Наука», 1968, 230 с.
2. Гольдфарб Л. С. О некоторых нелинейностях в системах регулирования.—«Автоматика и телемеханика», 1947, № 5, с. 32—47.
3. Неуймин Я. Г., Рывкин Б. Л., Школьник Б. А. Об оценках погрешности измерений в динамическом режиме.—«Метрология», 1973, № 1, с. 63—70.
4. Соловченко Г. Н. Некорректные задачи измерительной техники.—«Измерительная техника», 1974, № 1, с. 51—54.
5. Тихомиров Л. В., Цветков Э. И. Об использовании машинного моделирования для исследования методов и средств измерения статистических характеристик.—«Труды ВНИИЭП», вып. II, 1972, с. 24—35.

Поступила в редакцию
3/VI 1974 г.

УДК 621.317

И. Б. ЧЕЛПАНОВ, Р. В. ЯРАЛОШВИЛИ

ЛПИ

ВОПРОСЫ МЕТОДОЛОГИИ В ПРАКТИКЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Необходимость исследования технических объектов в реальных условиях привела к формированию нового направления в метрологии — теории статистических измерений. Понятие «статистические измерения» очень часто отождествляется с понятием «вероятностное исследование» [1], в результате чего целевая установка измерения приобретает многоальтернативную форму. Содержание процедуры измерения при этом определяется произвольно, в зависимости от соображений формального характера, связанных с условиями математической идеализации. Вследствие этого нарушается единство измерений и единообразие средств измерений, а результаты измерений теряют достоверность. В то же время при корректной форме задания целевой установки измерения в пределах конкретного научного исследования статистические измерения доставляют ценную информацию и стимулируют развитие соответствующих направлений измерительной техники.

Необходимость и целесообразность проведения измерений в том или ином научном исследовании определяется целью и содержанием исследования в целом. В одних исследованиях измерения необходимы, в других — они заменяются математическими моделями. Статистические характеристики (СХ) в принципе не отличаются от других измеряемых физических величин. Под СХ понимается результат заданного преобразования конечного объема данных X (выборки x_1, \dots, x_n или реализаций $x(t)$, заданных на конечных интервалах времени)

$$S(v) = g(x, v), \quad (1)$$

где v — обобщенный индекс или независимая переменная; $g(x, v)$ — функция или оператор, определяющий вид преобразования совокупности данных. Для заданной совокупности данных СХ не является случайной.

При определении СХ в первую очередь решается задача сжатия информации, содержащейся в совокупности данных и интересующей исследователя. Используются процедуры измерения (ПИ) в исследованиях предшествует выделению типичных, четко алгоритмизуемых операций, имеющих целью получение численного значения определенной физической величины. Для установления соответствия между целевой установкой ПИ и характером объекта исследования вводится математическая модель объекта, на которой определяется детерминированный параметр, отображающий измеряемую

величину. При измерении СХ объекты исследования могут быть заданы в виде совокупности дискретных величин, совокупности непрерывных величин или в виде функций непрерывного аргумента на конечных интервалах. Во всех случаях объект исследования конечен в отличие от бесконечных гипотетических ансамблей или бесконечных генеральных совокупностей, принятых в теории вероятностей.

Вид функции или оператора $g(x, v)$ устанавливается в зависимости от цели статистического измерения. Чаще всего в преобразование включаются операции осреднения, т. е. суммирования или интегрирования, однако возможны также преобразования, связанные, например, с определенном экстремальных значений.

На основании целевой установки статистических измерений определяются истинные, действительные и измеренные значения СХ, а также погрешности измерений. Результат преобразования $g(\quad)$ совокупности X , определяемой математической моделью, составляет истинное значение, $SX = S(v)$.

$$S_H(v) = g(x, v). \quad (2)$$

Результат реального преобразования $g^*(\quad)$, соответствующий результату идеального преобразования $g(\quad)$, над реальной совокупностью X^* с пренебрежимо малой для практических целей погрешностью доставляет действительное значение СХ

$$S^*(v) = g^*(x^*, v). \quad (3)$$

Результат реального преобразования $g^{**}(\quad)$, осуществляемого с помощью данного средства измерения над реальной совокупностью X^* (при этом проявляются погрешности средства измерений), доставляет результат измерения $S^{**}(v)$

$$S^{**}(v) = g^{**}(x^*, v). \quad (4)$$

Погрешность измерения при этом определяется следующим образом

$$\Delta S = S^{**}(v) - S_H(v) \approx S^{**}(v) - S^*(v). \quad (5)$$

т. е. может определяться на совокупности реальных данных.

Мерой СХ может служить источник сигнала, все метрологические характеристики которого воспроизводятся с заданной точностью. При этом характер сигнала в принципе не регламентируется: в зависимости от технических решений он может быть случайным, псевдослучайным или детерминированным. Проверка и аттестация средств статистических измерений может осуществляться как по образцовой мере, так и по образцовому прибору.

Дальнейшие обработка и истолкование результатов измерений, необходимые в рамках научного исследования в целом, не могут включаться в ПИ. Последующие этапы обработки СХ могут выполняться как на основе эвристических правил, так и по жестким алгоритмам. Однако они не могут быть унифицированы для сколько-нибудь широких классов исследований, и поэтому должны быть исключены из ПИ.

Существует мнение, что теория статистических измерений может быть построена исключительно на основе формальных теоретико-вероятностных моделей объектов, исследуемых по результатам измерений [3, 4]. В качестве исходного положения принимается, что исследуемый объект обязательно имеет вероятностную природу, т. е. его свойства однозначно описываются распределением вероятностей, а параметры модели — это вероятностные характеристики (ВХ). Далее предполагается, что вместо неизвестной «идеальной» модели может быть предложена последовательность приближенных, но тоже вероятностных моделей. Результаты непосредственных измерений рассматриваются как выборки из некоторых бесконечных генеральных совокупностей, а непрерывные процессы — как реализации случайных процессов. Из этого делается вывод, что СХ являются оценками соответствующих ВХ. Поэтому в рамках ПИ основное внимание концентрируется на со-

стоятельности, несмещенности, эффективности, скорости сходимости СХ и ВХ и других вопросах математической статистики.

Есть приложения, в которых вероятностный подход хорошо сочетается со свойствами реальных физических объектов, что типично при исследовании ряда «чистых» физических эффектов. Так, в явлениях радиоактивного распада стабильность механизма формирования потока частиц гарантируется идентичностью атомов. Высокую стабильность можно получить при статистическом моделировании случайных и псевдослучайных последовательностей с использованием подходящих алгоритмов формирования. Однако в большинстве технических приложений свойства процессов существенно зависят от множества частично или полностью неконтролируемых факторов, так что условия последовательных серий наблюдений невоспроизводимы даже в грубом приближении. При этом обычные инженерные представления о случайном характере процессов не предполагают объективного существования распределения вероятностей, а подразумевают лишь неповторимость, непредсказуемость. Так, например, характеристики ускорений при механических вибрациях движущихся объектов зависят от скорости движения, качества пути, особенностей конструкции и т. д.

Погрешности измерительных средств одного типа и класса зависят от завода-изготовителя, года выпуска, условий эксплуатации, времени после последней поверки или регулировки и т. п. Значения СХ, получаемых осреднением по такого рода выборкам или реализациям, могут существенно различаться, причем это различие не зависит от конечности объема выборки. В этих случаях представления о сходимости СХ к некоторым вероятностным характеристикам явно не подтверждаются, несоответствие вероятностных моделей реальным объектам ставится значительно выше допустимых погрешностей измерений, что противоречит известным положениям метрологии [5]. Если такое расхождение не пренебрежим по отношению к результату измерения, то нельзя говорить об изменении ВХ в рамках вероятностной модели. Несмотря на это, соответствие вероятностного характера принятой модели реальным объектам обычно не проверяется, показание прибора безоговорочно принимается за значение ВХ, полученной с неконтролируемым приближением.

Необходимость учета того, что реализации очевидным образом могут не подчиняться единым закономерностям, привела в теории случайных процессов к выделению класса неэргодических нестационарных процессов, для которых использование ВХ в общем случае не допускает даже косвенной проверки сходимости к ним СХ. При таком подходе по вероятностной мере оцениваются по существу единичные, немассовые явления. В принципе это возможно, но в рамках концепции субъективной вероятности [6]. Однако эта концепция вряд ли может быть принята в метрологии, где действуют законы единства измерений. Использование вероятностных моделей особенно недопустимо тогда, когда условия наблюдений, к которым критичны значения СХ, зависят от экспериментатора и выбираются в процессе эксперимента неоднозначно.

Расхождение между совокупностью результатов наблюдения и вероятностной моделью в принципе может быть уменьшено за счет усложнения последней. Однако выбор конкретных путей усложнения моделей всегда включает существенные элементы зрительщины, которые не могут быть включены в процедуру измерения.

Процедура получения вероятностных выводов из результатов наблюдений почти всегда включает волевые приемы. Не случайно классики теории вероятностей предостерегают от необоснованного использования вероятностных представлений [7], которое в сомнительных случаях не только бесполезно, но приносит на практике прямой вред. Неосмотрительное введение ВХ часто приводит к необратимой утрате исходных данных и невозможности сделать последующие достоверные выводы.

Часто алгоритмы преобразования данных при статистических измерениях строят только на основе определений ВХ, принятых в качестве стандартных описаний случайных процессов. В результате этого использование

сведений, полученных с помощью разрабатываемых приборов, затруднено или невозможно.

В настоящее время в инструкции по эксплуатации измерителей ВХ не включается проверка приемлемости вероятностной модели, не входит она и в алгоритм функционирования приборов, хотя этот этап предполагалось отнести к процедуре измерений [3]. Отсутствие проверки правильности выбранной модели по существу соответствует вынесению этих операций за пределы измерения, что снимает с измерения ответственность за неправильно выбранную модель, а с результатов измерений — требование сходимости к ВХ. Такого рода измерения могут гарантировать метрологические параметры лишь для СХ. Действительно, на практике проверка производится вне измерения и обычно сводится к проверке статистических гипотез о типе распределения, однородности выборки и т. п.

Ввиду того, что на каждом этапе последовательного выдвижения и проверки гипотез может быть получен отрицательный результат, процедура проверки модели не может быть представлена в виде стандартной методики или конечной совокупности таких методик. Поэтому проверка пригодности вероятностной модели в каждом конкретном случае превращается в самостоятельный этап научного исследования, причем результаты такого исследования могут не давать однозначного ответа. В то же время процедура измерения вероятностной модели в каждом конкретном случае превращается в самостоятельный этап научного исследования, причем результаты такого исследования должны быть четко алгоритмизованы, а качество результата измерения определено однозначно. Поэтому в конечном счете процедура проверки пригодности вероятностной модели при каждом исследовании, если она признается необходимой, должна быть вынесена за пределы измерения, где она может составить часть научного исследования. Когда после такого исследования допустимость вероятностной модели оказывается не доказанной с тем уровнем строгости, который гарантирует допускаяемую погрешность, результатом измерения следует считать СХ. Определение СХ оправдано не только тем, что переход к ВХ неоднозначен, и его справедливость часто не может быть доказана, а также тем, что сведения о СХ при многих видах исследований представляют самостоятельный интерес.

Самостоятельная ценность СХ, независимость от применимости вероятностной модели уже давно признана во многих приложениях. Так, в задачах эконометрики, где статистические методы исследования являются основными, приходится считаться с внутренней неоднородностью выборок, поэтому заключения вероятностного характера часто являются недопустимыми [8]. В многочисленных приложениях теории опознавания образов (например, [9]), построенные решающие правила по существу представляют собой построенные статистик, при этом никакие предположения о существовании многомерных плотностей вероятностей не вводятся (если даже допустить их существование, при большой размерности пространства их параметры не могут быть определены).

Использование вероятностных моделей при измерениях в тех случаях, когда возможность их применения не доказана, можно признать допустимым, если точность измерений может быть низкой. Так, при определении СХ погрешностей измерения часто допустимы погрешности в 20% и более, т. е. приемлемо большое несоответствие модели погрешности результатам наблюдений. В задачах определения надежности значения вероятностных параметров по различным источникам могут различаться на порядок и более [10], что позволяет применять вероятностные модели без проверки. Однако, для случаев применения статистических измерений вряд ли следует считать типичными приложения, для которых допустима столь низкая точность результатов измерения.

Выделение процедуры получения вероятностных выводов из процедуры измерений в самостоятельную и не всегда обязательную часть научного исследования дает следующие практические преимущества:

1) применение методов и аппаратуры для статистических измерений возможно при отсутствии дополнительных сведений о сигналах, кроме принятых для обычных измерений (конечность мгновенных значений, соответствие частотных и динамических диапазонов и т. д.), что вполне отвечает су-

ществующей практике и перспективам применения статистических анализаторов;

2) не требует доказательств применения таких СХ, которые удобны и тесно связаны со смыслом прикладных задач, но не имеют преобразов в теории вероятностей, т. е. не являются состоятельными, несмещенными, эффективными оценками ВХ (например, характеристики выбросов);

3) методика аттестации и проверки средств статистических измерений может разрабатываться на общепринятых метрологических основах.

Процедура получения вероятностных выводов, выделенная в самостоятельный этап научного исследования, может допускать неоднозначность выводов, существенные элементы эвристики и т. д. В рамках гипотез можно игнорировать явные несоответствия модели результатам наблюдений, если использование модели дает разумные качественные выводы. Например, теоретический анализ ВХ сигналов на выходах различного рода динамических систем является предварительным этапом исследования и занимает такое же место, как расчет реакции автоматических систем на типовое воздействие. При практической реализации измерения складывается некоторая последовательность операций, называемая процедурой измерения. Содержание каждой из операций ПИ строго регламентируется инструкцией по эксплуатации, выполнение которой должно гарантировать соответствие метрологических свойств средства измерения его паспортным данным. Жесткая регламентация ПИ является спецификой такого способа получения информации, каким является измерение, и отражает важное для государственной и международной метрологии требование единства и единообразия измерений и измерительных средств. Следовательно, процедуры измерения целесообразны лишь в тех случаях, когда по отношению к исследуемой величине уже сделаны качественные выводы и требуется получить ее количественные характеристики. Жесткость ПИ в таком случае не будет затруднять измерение, так как качественное поведение хорошо описывается моделью объекта.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ольшевский В. В., Розенберг В. Я. О некоторых задачах, связанных с выбором вероятностной модели исследуемого объекта при статистических измерениях. Тезисы докладов I Всесоюзной конференции «Теория и практика измерений статистических характеристик», Л., ВНИИЭП, 1972, с. 18—21.
2. Рабинович С. Г., Резник К. А., Кудряшова Ж. Ф. Рекомендации по методам обработки результатов наблюдений при прямых измерениях. «Труды метрологических институтов СССР». Методы обработки результатов наблюдений при измерениях, вып. 134 (194), М., Изд. — во стандартов, 1972, 105 с.
3. Котюк А. Ф., Ольшевский В. В. Вопросы метрологии случайных процессов и полей. — «Труды I-го Всесоюзного симпозиума «Методы представления и аппаратурный анализ случайных процессов и полей» Л., ВНИИЭП, 1968, с. 12—15.
4. Ольшевский В. В., Цветков Э. И. О проблеме получения апостериорной модели случайного процесса по конечной совокупности выборочных реализаций. Труды 5-го Всесоюзного симпозиума «Методы представления и аппаратурный анализ случайных процессов и полей». Л., ВНИИЭП, 1972, с. 2—8.
5. Гранинский В. А., Рабинович С. Г. Автоматизация экспериментов и вопросы методологии измерений. Всесоюзная конференция «Методы и средства автоматизации научного эксперимента». Л., ВНИИНаучприбор, с. 2—4.
6. Ефимов В. М., Спивак В. А. О неопределенности и вероятности (обзор). — «Экономика и математические методы», 1972, т. 8, вып. 5, с. 258—269.
7. Гнеденко Б. В. Курс теории вероятностей. М., Физматгиз, 1961, с. 398.
8. Моргенштерн О. О точности экономико-статистических наблюдений. М., «Статистика», 1968, с. 56—64.

9. Айзерман М. А., Браверман Э. М., Розоноер Л. И. Метод потенциальных функций в теории опознавания образов. М., «Наука», 1971, 412 с.
 10. Половко А. М. Основы теории надежности. М., «Наука», 1964, 256 с.

Поступила в редакцию
 6/III 1974 г.

УДК 621.391.2: 519.27.088

Б. Л. РЫВКИН, Б. А. ШКОЛЬНИК

ВНИИМ

РАСЧЕТ ПОГРЕШНОСТИ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ ЛИНЕЙНЫМИ ЗВЕНЬЯМИ

Оценивание погрешности воспроизведения линейного стационарного преобразователя в динамическом режиме является одной из важнейших задач метрологического обеспечения средств измерений. В предлагаемом способе оценивания этой погрешности в качестве дисперсии погрешности линейного преобразователя с комплексной частотной характеристикой $W(j\omega)$ применяется формула Бode—Шеннона [1]

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |1 - W(j\omega)|^2 S(\omega) d\omega, \quad (1)$$

где $S(\omega)$ — спектральная плотность мощности входного процесса.

При практических расчетах в условиях недостаточной априорной информации о виде входного воздействия ограничиваются определенным классом случайных процессов. Для удобства вычислений будем рассматривать классы функций, зависящие от небольшого числа параметров. Выберем класс стационарных случайных процессов с корреляционными функциями вида

$$R_v(\tau) = \sigma^2 \exp(-|\beta\tau|^v), \quad (2)$$

где $1 < v < 2$.

При $v = 1$ (недифференцируемый процесс)

$$R_1(\tau) = \sigma^2 \exp(-\beta|\tau|),$$

$$S_1(\omega) = \frac{2\sigma^2\beta}{\beta^2 + \omega^2}. \quad (3)$$

При $v = 2$ (неограниченно дифференцируемый процесс)

$$R_2(\tau) = \sigma^2 \exp(-\beta^2\tau^2), \quad (4)$$

$$S_2(\omega) = \frac{\sigma^2\sqrt{\pi}}{\beta} \exp\left(-\frac{\omega^2}{4\beta^2}\right).$$

Вычислим погрешности за счет линейных искажений для преобразователя с передаточной функцией $W(p) = \frac{\alpha}{\alpha + p}$. Нормируем спектры по полосе ω_n , в которой содержится заданная доля ϵ ($0 < \epsilon < 1$) полной мощности процесса

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_n} S(\omega) d\omega = \sigma^2, \quad (5)$$

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_n} S(\omega) d\omega = \epsilon\sigma^2.$$

Для рассматриваемых процессов

$$\begin{aligned} \epsilon_1 &= \Phi\left(\frac{\omega_n}{\beta\sqrt{2}}\right); \\ \epsilon_2 &= \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{\omega_n}{\beta}, \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$\Phi(z) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^z e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

Частотную характеристику преобразователя пронормируем по заданной неравномерности M в полосе сигнала

$$\begin{aligned} |W(j\omega_n)| &= 1 - M, \\ \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_n}{\alpha}\right)^2} &= (1 - M)^2. \end{aligned} \quad (7)$$

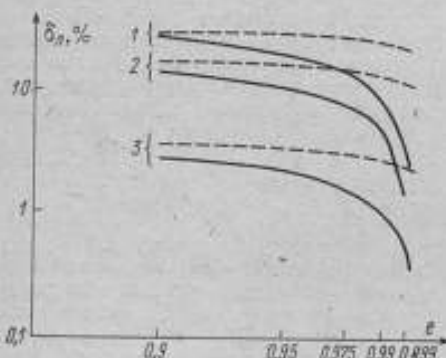


Рис. 1. Границы средней квадратической погрешности для различных входных процессов при заданной неравномерности АЧХ преобразователя M , равной:

$$\begin{aligned} 1 - 30; 2 - 10 \text{ и } 3 - 1\%; & \text{---} R_1 = e^{-\beta^2 \epsilon^2}; \\ & \text{—} R_2 = e^{-\beta|\epsilon|} \end{aligned}$$

при небольших значениях $P_{\text{доб}}$ для оценки δ_d можно принять любую из границ. Простую аппроксимацию спектров реальных сигналов дают прямоугольные и трапециевидные функции соответственно

$$S_1(\omega) = \begin{cases} \frac{\pi\sigma^2}{\omega_1}, & |\omega| < \omega_1; \\ 0, & |\omega| > \omega_1; \end{cases} \quad (8)$$

$$S_2(\omega) = \begin{cases} \frac{2\pi\sigma^2}{\omega_2 + \omega_1}; & |\omega| < \omega_1^{\oplus} \\ 2\pi\sigma^2 \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_2^2 - \omega_1^2}; & \omega_1 < |\omega| < \omega_2 \\ 0; & |\omega| > \omega_2 \end{cases} \quad (9)$$

Применение одно- и двухпараметрических классов финитных спектров оправдано практическими соображениями. Действительно, спектр реального сигнала всегда можно считать ограниченным некоторой полосой частот (ω_n , ω_n), за пределами которой мощность сигнала пренебрежимо мала. Выбор прямоугольной или трапециевидальной аппроксимации зависит от асимптотики реального спектра. В работе [1] подробно изложена методика вычисления средней квадратической погрешности за счет линейных искажений для рациональных спектров и рациональных передаточных функций. Там же обсуждается вопрос об оценке погрешности минимумом функционала по параметрам m и τ .

$$T(m, \tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |1 - me^{j\omega\tau} W(j\omega)|^2 S(\omega) d\omega. \quad (10)$$

Оценки, полученные на основании выражения (10), предложено называть минимизированными

$$\delta_{\min}^2 = \frac{\min_{m, \tau} T(m, \tau)}{\sigma^2}. \quad (11)$$

Обычно оптимальное значение m несущественно отличается от единицы, поэтому (11) можно записать так:

$$\delta_{\min}^2 = \frac{1}{\sigma^2} \min_{\tau} T(1, \tau). \quad (12)$$

Более удобным для сравнительного анализа является введение в выражение (11) безразмерного параметра частоты $x = \frac{\omega}{\omega_n}$ (ω_n — частота нормирования, связанная с параметрами измерительного преобразователя)

$$\delta_{\min}^2 = \frac{1}{\sigma^2} \min_{\theta} \left[\frac{1}{\pi} \int_{x_n}^{x_n} |1 - e^{jx\theta} W(jx)|^2 S(x) dx \right]. \quad (13)$$

где

$$x_n = \frac{\omega_n}{\omega_n}; \quad x_n = \frac{\omega_n}{\omega_n}.$$

В случае бесконечных пределов интеграла типа (13) вычисляются методами теории функции комплексного переменного. При расчете погрешности в конечной полосе частот обычно используются численные методы.

Если непосредственно заданы амплитудно и фазо-частотная характеристики преобразователя $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$, функцию $R(x, \theta) = |1 - e^{jx\theta} W(jx)|^2$ удобно записать в виде

$$R(x, \theta) = 1 - 2A(x) \cos z + A^2(x), \quad (14)$$

где $z = \varphi(x) - x\theta$.

Для рациональных передаточных функций, представляемых дробью вида

$$W(j\omega) = \frac{u_m + jv_m}{u_n + jv_n} = \frac{P_m(j\omega)}{P_n(j\omega)},$$

где P_m и P_n — полиномы от x степени m и n соответственно;



Рис. 2. Блок-схема программы вычисления средней квадратической погрешности, обусловленной линейными искажениями

u и v — действительная и мнимая части полинома, функция $R(x, \theta)$ запишется в виде

$$R(x, \theta) = \frac{(u_n - u_m \cos x\theta + v_m \sin x\theta)^2 + (v_n - v_m \cos x\theta - u_m \sin x\theta)^2}{u_n^2 + v_n^2} \quad (15)$$

Для машинных расчетов удобно записать $R(x, \theta)$ в виде

$$R(x, \theta) = R_1(x) - R_2(x, \theta), \quad (16)$$

тогда из выражения (14) получим

$$R_1(x) = 1 + A^2(x),$$

$$R_2(x, \theta) = 2A(x) \cos[\varphi(x) - x\theta]; \quad (17)$$

аналогично, из (15)

$$R_1(x) = 1 + \frac{u_m^2 + v_m^2}{u_n^2 + v_n^2}, \quad (18)$$

$$R_2(x, \theta) = 2[\sin x\theta (v_n - u_m - u_n v_m) + \cos x\theta (u_m u_n + v_m v_n)].$$

Выражения (17) или (18) являются исходными для расчета.

На рис. 2 приведена блок-схема программы вычисления минимизированной оценки средней квадратической погрешности за счет линейных искажений. Сначала вычисляется интеграл $I_1 = \int_0^{x_0} R_1(x) S(x) dx$, а затем методом квадратичной аппроксимации находится максимум интеграла

$$I_2 = \max_{\theta} \int_0^{x_0} R_2(x, \theta) S(x) dx.$$

В программе используются стандартные программы интегрирования и поиска максимума. С помощью этой программы были рассчитаны погрешности преобразователей с передаточными функциями

$$\left. \begin{aligned} W_1(p) &= \frac{1}{1 + TP} \\ W_2(p) &= \frac{1}{T^2 p^2 + 2\beta TP + 1} \\ W_3(p) &= \frac{1 + \epsilon TP}{1 + 2\beta TP + T^2 p^2} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Передаточной функцией первого порядка $W_1(p)$ описывается большинство первичных линейных преобразователей, передаточной функцией второго порядка $W_2(p)$ — гальванометры светолучевых осциллографов, скорректированные измерительные усилители и др. Многие другие измерительные преобразователи могут быть представлены функциями не выше третьего порядка [2]. В частности, передаточная функция $W_3(p)$ используется для уточненного описания гальванометров [3].

Переходя к безразмерной частоте x , получим

$$W_1(jx) = \frac{1}{1 + jx};$$

$$W_2(jx) = \frac{1}{(1 - x^2) + j2\beta x};$$

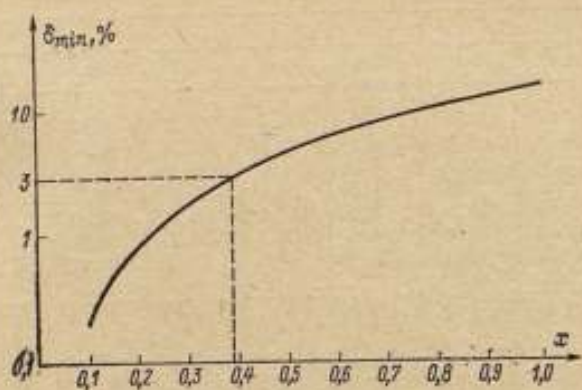


Рис. 3. Средняя квадратическая погрешность за счет линейных искажений для звена 1-го порядка при $\theta_{opt} = 0,93-0,99$

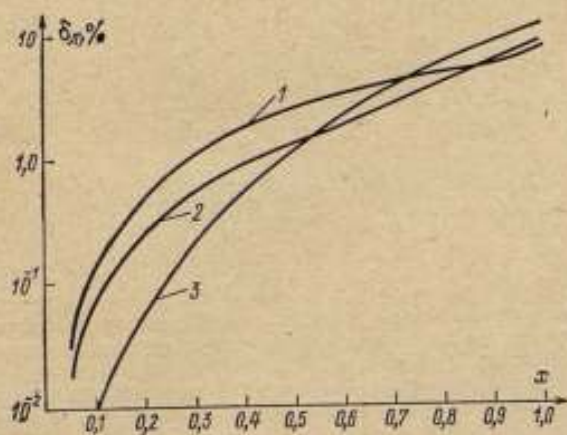


Рис. 4. Средняя квадратическая погрешность за счет линейных искажений для звена 2-го порядка при β , равном
 1 — 0,6; 2 — 0,65; 3 — 0,7

Таблица 1

Простая оценка СКП для звена 2-го порядка

x_0	β							
	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
0,01	0,3	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,2
0,05	1,7	2,3	2,9	3,5	4,0	4,6	5,2	5,8
0,1	3,5	4,7	5,8	7,0	8,1	9,3	10,4	11,6
0,2	7,3	9,6	11,8	14,1	16,3	18,7	21,2	23,7
0,3	1,7	15,0	18,3	21,5	24,6	28,4	32,5	36,7
0,4	17,0	21,2	25,3	29,3	33,1	38,6	44,6	51,0
0,5	23,7	28,5	33,2	37,5	41,8	49,4	57,7	66,8

Таблица 2

Минимизированная оценка СКП для звена 2-го порядка

x_0	β							
	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
0,01	0	0	0	0	0	0	0	0
0,05	0,1	0,1	0,1	0	0	0	0,1	0,1
0,1	0,4	0,3	0,2	0,1	0	0,1	0,3	0,4
0,2	1,5	1,2	0,9	0,5	0,1	0,5	1,1	1,7
0,3	3,4	2,8	2,0	1,0	0,2	1,2	2,5	3,8
0,4	6,3	5,0	3,5	1,8	0,5	2,3	4,3	6,5
0,5	—	—	—	2,5	1,1	3,8	—	—
0,6	—	—	—	3,3	2,1	—	—	—
0,7	—	—	—	4,0	3,6	—	—	—

$$W_s(jx) = \frac{1 + j\epsilon x}{(1 - x^2) + j2\beta x}$$

где $x = \omega T$, $x_0 < 0,45$ (для звена 1-го порядка), $x = 0,3 - 0,8$ (для звена 2-го порядка).

Для разных передаточных функций были выбраны следующие диапазоны изменения аргумента и параметров подынтегрального выражения [16]: $0 < x_0 < 1$ (поскольку при больших значениях относительной полосы погрешность слишком велика); $0,3 < \beta < 1$ (обычные значения степени успокоения измерительного преобразователя, используемого для воспроизведения изменяющейся величины [4]); $0,2 < \epsilon < 0,85$ [3].

Результаты расчетов приведены в табл. 1—3 и на рис. 3—6.

Результаты табулирования средней квадратической погрешности позволяют сделать следующие выводы:

— простые оценки линейных искажений, вычисленные по формуле Боде—Шеннона, дают завышенное значение погрешности, поэтому в качестве критерия погрешности воспроизведения случайных процессов линейными системами следует принимать среднюю квадратическую погрешность, вычисленную как минимум функционала (13);

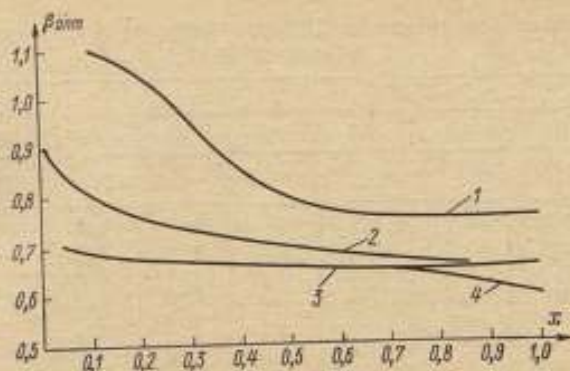


Рис. 5. Зависимость β_{corr} от ξ для скорректированного звена 2-го порядка при ζ , равном:
 1 — 0,8; 2 — 0,5; 3 — 0,2 и 4 — 0

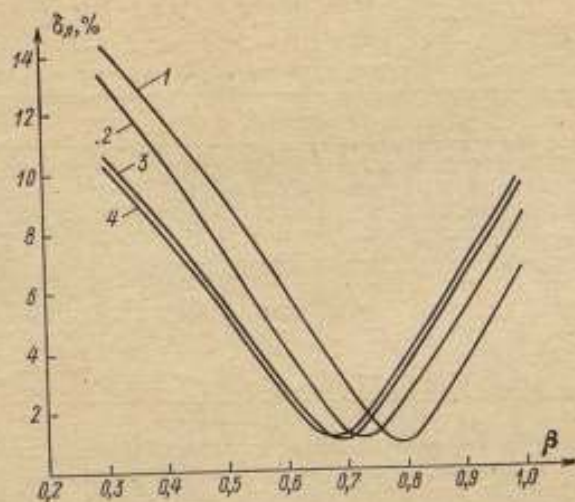


Рис. 6. Зависимость средней квадратической погрешности за счет линейных искажений от величины демпфирования при ζ , равном
 1 — 0,8; 2 — 0,5; 3 — 0,2 и 4 — 0

Минимизированная оценка СКП для вибраторов светолучевого осциллографа

x_s	β							
	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
$\epsilon = 0,2$								
0,05	0,1	0,1	0,1	0	0	0	0,1	0,1
0,1	0,4	0,3	0,2	0,1	0	0,1	0,3	0,4
0,2	1,5	1,3	0,9	0,5	0,1	0,5	1,1	1,7
0,3	3,5	2,9	2,1	1,1	0,2	1,1	2,4	3,7
0,4	—	—	3,6	1,9	0,5	2,1	—	—
0,5	—	—	—	2,7	1,0	3,5	—	—
0,6	—	—	—	3,5	1,9	—	—	—
0,7	—	—	—	—	3,3	—	—	—
$\epsilon = 0,5$								
0,01	0,2	0,1	0,1	0,1	0	0	0	0
0,05	0,9	0,7	0,5	0,3	0,2	0	0	0,1
0,1	1,8	1,4	1,0	0,7	0,4	0,1	0,2	0,4
0,2	3,8	3,0	2,2	1,4	0,7	0,3	0,9	1,5
0,3	—	—	3,5	2,2	0,9	0,7	1,9	3,3
0,4	—	—	—	3,0	1,0	1,4	3,5	—
0,5	—	—	—	4,0	1,0	2,5	—	—
0,6	—	—	—	—	1,5	3,9	—	—
0,7	—	—	—	—	2,1	—	—	—
0,8	—	—	—	—	3,3	—	—	—
$\epsilon = 0,8$								
0,01	0,3	0,3	0,3	0,2	0,2	0,2	0,1	0,1
0,05	1,7	1,5	1,3	1,2	1,0	0,8	0,6	0,5
0,1	3,4	3,0	2,7	2,3	2,0	1,6	1,3	1,0
0,2	—	—	—	—	3,8	3,1	2,6	2,4
0,3	—	—	—	—	—	—	4,0	4,1
0,4	—	—	—	—	—	2,1	2,2	—
0,5	—	—	—	—	—	2,9	3,6	—
0,6	—	—	—	—	—	3,6	1,5	—
0,7	—	—	—	—	—	—	2,6	—
0,8	—	—	—	—	—	—	4,0	—

— при расчетах минимизированной погрешности за счет линейных искажений удобно пользоваться одно- или двухпараметрическими классами финитных спектральных плотностей мощности измеряемого сигнала (8) — (9);

— оптимальное значение коэффициента затухания β , вычисленное при минимизированной оценке в зависимости от вида передаточной функции, лежит в пределах 0,6 — 0,7 (для звена 2-го порядка $\epsilon = 0$) и 0,7 — 1,0 ($\epsilon \geq 0$). Следовательно, в зависимости от значения ϵ в описании реальной частотной характеристики светолучевого осциллографа β_{opt} может отличаться на 50% от общепринятого [3, 4];

— если принять, что средняя квадратическая погрешность не превышает 4%, то относительная полоса преобразователя лежит в пределах: 0,45 (для звена 1-го порядка) и 0,3 — 0,8 (для звена 2-го порядка).

ЛИТЕРАТУРА

1. Неуймин Я. Г., Попова И. А., Рывкин Б. Л., Школьник Б. А. Оценки динамической погрешности измерений. — «Метрология», 1973, № 1, с. 33—44.
2. Ишлинский А. Ю. К теории сложных систем гироскопической стабилизации — «Прикладная математика и механика», 1953, вып. 5, № 17, с. 20—25.
3. Кончаловский В. Ю., Купершмидт Я. А., Сыропятова Р. Я. и др. Электрические измерительные преобразователи. М — Л, «Энергия», 1967, 408 с..
4. Островский Л. А. Основы общей теории электроизмерительных устройств. М — Л., «Энергия», 1972, 543 с.

Поступила в редакцию
19/III 1974 г.

УДК 62-52:389.63

Л. И. ДОВБЕТА, Б. Л. РЫВКИН

ВНИИМ

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО СИНТЕЗА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

При проектировании многозвенных измерительных систем возникают две основные задачи метрологического синтеза: 1) по известным погрешностям измерительных звеньев, входящих в систему, определить полную погрешность системы; 2) заданную максимальную погрешность системы разложить на частные, соответствующие погрешностям измерительных звеньев.

Проблема априорной оценки точности измерений, куда входят эти задачи, сводится к оптимальному планированию измерительного эксперимента, обеспечивающему получение заданной точности результата измерения с минимальными затратами материальных средств и времени.

Рассмотрим измерительный канал системы, состоящий из последовательно соединенных преобразователей (звеньев). Каждое звено имеет номинальную (идеальную) статическую градуировочную характеристику T_i , которая в общем случае нелинейна. На выходе каждого звена задана статическая погрешность Δ_i . Исходя из сложившихся представлений [1, 2], в качестве модели погрешности измерительного преобразователя (системы) прием аддитивный нестационарный относительно математического ожидания случайный процесс вида

$$\Delta(t) = Y(t) + \varphi(t), \quad (1)$$

где $Y(t)$ — центрированный стационарный случайный процесс; $\varphi(t)$ — некоторая детерминированная функция. Здесь $\varphi(t)$ — характеризует систематическую погрешность системы, которая изменяется между двумя поверками, а величина $Y(t)$ описывает ее случайную погрешность. Таким образом, максимальная погрешность звена (системы) может быть описана законом распределения случайной составляющей и функцией $\varphi(t)$, прогнозирующей изменение систематической составляющей во времени. Оценка на основании полной информации о погрешности требует трудоемких исследований как при установлении норм, так и при контроле средств измерений на соответствие этим нормам. Поэтому на практике максимальная погрешность с заданной доверительной вероятностью определяется только по первым двум моментам функции распределения системы [3, 4]. Следовательно, статическая погрешность звена должна быть задана двумя моментами погрешности — систематической составляющей M_i и случайной составляющей σ_i в соответствии с моделью (1). При этом случайная составляющая погрешности i -го звена σ_i не зависит от времени как среднее квадратическое отклонение стационарного случайного процесса. Систематическая же погрешность M_i является

неслучайной функцией времени $\varphi_i(t)$, которая может быть найдена при статической градуировке i -го звена. Исходя из этого, первая задача метрологического синтеза измерительной системы сводится к нахождению доверительной погрешности системы (приведенной ко входу) по заданным погрешностям Δ_i звеньев. Первые два момента распределения суммарной погрешности системы в r -й точке рабочего диапазона, приведенные ко входу, выражаются так:

$$M_r^{(\Sigma)} = \sum_{i=1}^n M_{ir} \prod_{j=1}^i T_j^{-1}(r); \quad (2)$$

$$\sigma_r^{(\Sigma)} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_{ir}^2 \prod_{j=1}^i [T_j^{-1}(r)]^2},$$

где M_{ir} — систематическая составляющая i -го звена в r -й точке рабочего диапазона; σ_{ir} — случайная составляющая i -го звена в r -й точке рабочего диапазона; $T_j^{-1}(r)$ — значение обратного оператора, соответствующего статической градуировочной характеристике i -го звена в r -й точке рабочего диапазона. Формула (2) справедлива для случая независимых (некоррелированных) составляющих погрешностей звеньев во всем рабочем диапазоне измерений.

Если все звенья системы линейны, то суммирование частных погрешностей упрощается и может быть произведено в относительной форме

$$\alpha_r^{(\Sigma)} = \sum_{i=1}^n \alpha_{ir};$$

$$\beta_r^{(\Sigma)} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \beta_{ir}^2}, \quad (3)$$

где α_{ir} , $\beta_{ir}^{(\Sigma)}$ — суммарные относительные систематическая и случайная погрешности в r -й точке рабочего диапазона. При этом

$$\alpha_{ir} = \frac{M_{ir} \prod_{j=1}^i T_j^{-1}}{Y \prod_{j=1}^n T_j^{-1}} = \frac{M_{ir}}{Y \prod_{j=1}^n T_j^{-1}} = \frac{M_{i,r}}{x_{ir}},$$

$$\beta_{ir} = \frac{\sigma_{ir}^2 \prod_{j=1}^i [T_j^{-1}]^2}{Y \prod_{j=1}^n [T_j^{-1}]^2} = \frac{\sigma_{ir}}{x_{ir}};$$

где α_{ir} , β_{ir} — частные систематическая и случайная погрешности в r -й точке рабочего диапазона. Полная доверительная погрешность измерительной системы, приведенная ко входу в абсолютной или относительной форме, соответственно составят

$$\Delta_r^{(\Sigma)} = M_r^{(\Sigma)} + k\sigma_r^{(\Sigma)};$$

$$\gamma_r^{(\Sigma)} = \alpha_r^{(\Sigma)} + k\beta_r^{(\Sigma)}. \quad (4)$$

При недостаточном объеме информации о суммарном законе распределения, а также о законах распределения частных погрешностей звеньев коэффициент k следует определять, пользуясь оценками доверительных интервалов, полученными в математической статистике в форме неравенств Чебышева.

ского типа. При этом значение доверительной вероятности P_d следует выбирать в пределах 0,9 — 0,95 [4]. Полученные значения погрешностей в точках рабочего диапазона измерений могут быть представлены одно-, двух- или трехчленной формулами в зависимости от характера изменения погрешности по шкале измеряемых величин [6]. Представленная таким образом оценка полной погрешности системы характеризует ее значение в момент после аттестации. Однако с течением времени систематическая, а вместе с нею и полная погрешность системы будут изменяться. Предположим, что систематическая погрешность возрастает по экспоненциальному закону:

$$\alpha_i(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \quad (5)$$

где τ_i — коэффициент неустойчивости, численно равный обратной величине начальной скорости относительного изменения систематической погрешности, т. е. $\frac{1}{\tau_i} = \left. \frac{d\alpha_i(t)}{dt} \right|_{t=0}$. Экспоненциальная модель неустойчивости систематической погрешности может быть сведена к линейной или параболической моделям или к их суперпозиции, так как

$$e^{-\frac{t}{\tau}} = 1 - \frac{1}{\tau} t + \frac{1}{2\tau^2} t^2 - \frac{1}{6\tau^3} t^3 + \dots \quad (6)$$

Подставляя (6) в (5), получим

$$\alpha_i(t) = \frac{1}{\tau_i} t - \frac{1}{2\tau_i^2} t^2 + \frac{1}{6\tau_i^3} t^3 + \dots \quad (7)$$

Для достаточно стабильных звеньев ($\tau_i \gg 1$) и малых допустимых уровней дрейфа ($\alpha_i^{\text{дон}} \ll 1$) можно ограничиться линейным членом

$$\alpha_i(t) \approx \frac{1}{\tau_i} t \quad (8)$$

Погрешность аппроксимации выражения (7) с помощью (8) определяется первым отброшенным членом, т. е.

$$\frac{1}{2\tau_i^2} t = \frac{(\alpha_i^{\text{дон}})^2}{2}$$

Таким образом, неустойчивость систематической погрешности измерительной системы получим, подставив (8) в (3)

$$\alpha_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^n \alpha_i(t) = t \sum_{i=1}^n \frac{1}{\tau_i} = \frac{t}{\tau_{\Sigma}}; \quad \tau_{\Sigma} = \frac{\prod_{i=1}^n \tau_i}{\sum_{j=1}^n \prod_{i=j}^n i_i} \quad (9)$$

Естественно, что такую методику учета неустойчивости систематической погрешности можно использовать при проектировании измерительной системы при условии индивидуальной аттестации звеньев. В случае применения типовых звеньев, коэффициенты их неустойчивости, определяемые по множеству звеньев, представляют собой случайные величины. Тогда, зная первые два момента коэффициента неустойчивости звеньев — математическое ожидание и среднее квадратическое отклонение $\sigma(\tau_i)$ — можно вычислить верхнее значение суммарной неустойчивости систематической погрешности

$$\bar{\alpha}_{\Sigma} = \frac{t}{M(\tau_{\Sigma}) - k\sigma(\tau_{\Sigma})};$$

$$M(\tau_{\Sigma}) = \frac{\prod_{i=1}^n M(\tau_i)}{\sum_{j=1}^n \prod_{i \neq j} M(\tau_i)}; \quad \sigma(\tau_{\Sigma}) = \left(\frac{\prod_{i=1}^n \sigma^2(\tau_i)}{\sum_{j=1}^n \prod_{i \neq j} \sigma^2(\tau_i)} \right)^{1/2} \quad (10)$$

При этом коэффициент k выбирают так же, как в (4).

Если неустойчивость системы, подсчитанная по формулам (10), получается выше допустимой $\alpha_{\Sigma}^{\text{доп}}$, то следует предусмотреть возможность автоматической поверки системы в процессе измерений. Остаточное значение систематической погрешности можно вычислить по формуле [7]

$$\alpha_{\Sigma} = \frac{2t_y}{\tau_{\Sigma} \epsilon} \quad (11)$$

где $\epsilon = \frac{2t_y}{T_n}$ — относительное время поверки системы; t_y — время установления переходного процесса; T_n — период поверки. Итак, пользуясь выражениями (10) и (11), можно выбрать период поверки системы T_n , исходя из полученного суммарного коэффициента неустойчивости системы τ_{Σ} и допустимой погрешности неустойчивости $\alpha_{\Sigma}^{\text{доп}}$ между периодами поверки.

При решении второй задачи метрологического синтеза — оптимального разложения заданной погрешности по звеньям системы — целесообразно исходить из критериев оптимальности изготовления и эксплуатации измерительных преобразователей (сложность, надежность, стоимость и т. п.). Естественно, что все указанные критерии связаны с точностью измерительного преобразователя, причем зависимость носит статистический характер. Например, полная стоимость измерительного преобразователя зависит не только от точности, но и от других технико-экономических показателей: быстродействия, диапазона измеряемых величин, уровня технологии, накладных расходов и др. Однако можно предположить, что зависимость между одним из критериев и погрешностью измерительного преобразователя может быть представлена в виде

$$C_i = A_i + \frac{B_i}{\gamma_i^m} \quad (12)$$

где C_i — критерий оптимальности; A_i, B_i — коэффициенты влияния; γ_i — относительная погрешность измерительного преобразователя; m — действительное число. Размерность C_i, A_i, B_i зависит от выбранного критерия, а их значения для данного класса преобразователей должны быть получены на основании статистических данных.

Критерий оптимальности для системы выразится как

$$C = \sum_{i=1}^n \left(A_i + \frac{B_i}{\gamma_i^m} \right) \quad (13)$$

Для определения относительного экстремума этой функции, при условии заданной погрешности системы γ_{Σ} , воспользуемся методом неопределенных множителей Лагранжа. Рассмотрим случай, когда систематические составляющие измерительных преобразователей пренебрежимо малы ($\alpha_i \approx 0$). Тогда их погрешность будет определяться только случайной составляющей β_i , а полная погрешность системы выразится как

$$\gamma_{\Sigma} = k\beta_{\Sigma} = k \sqrt{\sum \beta_i^2}$$

Составим функцию

$$\Phi = \sum_{i=1}^n \left(A_i + \frac{B_i}{\beta_i^m} \right) - \lambda \left(\sum_{i=1}^n \beta_i^2 - \beta_{\Sigma}^2 \right). \quad (14)$$

Приравняв частные производные этой функции нулю и присоединив уравнение связи, получим систему из $n + 1$ уравнения

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \beta_i} = -\frac{m B_i}{\beta_i^{m+1}} + 2\lambda \beta_i = 0; \quad (15)$$

$$\beta_{\Sigma}^2 = \sum_{i=1}^n \beta_i^2.$$

Решая эту систему, найдем случайные погрешности звеньев, при которых критерий оптимальности системы имеет экстремум

$$\beta_i = \frac{\beta_{\Sigma}}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \beta_i^{\frac{2}{m+2}}}} B_i^{\frac{1}{m+2}}. \quad (16)$$

Если пренебречь случайными погрешностями ($\beta_i = 0$), то систематическая погрешность системы в точке относительного экстремума составит

$$\alpha_i = \frac{\alpha_{\Sigma}}{\sum_{i=1}^n B_i^{\frac{1}{m+1}}} B_i^{\frac{1}{m+1}}. \quad (17)$$

Формулы, полученные на основании анализа (16) и (17), сведены в таблицу

Случайные погрешности			Систематические погрешности		
$m > 1$	$m < 1$	$B_i = \text{const}$	$m > 1$	$m < 1$	$B_i = \text{const}$
$\beta_i = \frac{\beta_{\Sigma}}{\sqrt{n}}$	$\beta_i = -\beta_{\Sigma} \sqrt{\frac{B_i}{\sum B_i}}$	$\beta_i = \frac{\beta_{\Sigma}}{\sqrt{n}}$	$\alpha_i = \frac{\alpha_{\Sigma}}{n}$	$\alpha_i = -\alpha_{\Sigma} \frac{B_i}{\sum B_i}$	$\alpha_i = \frac{\alpha_{\Sigma}}{n}$

Из таблицы видно, что при большом влиянии стоимости, надежности, сложности и т. п. ($m \gg 1$) на точность измерительных звеньев и при равенстве этих влияний ($B_i = \text{const}$), случайная погрешность звена должна быть в \sqrt{n} раз, а систематическая погрешность в n раз меньше, чем суммарная погрешность всей системы.

Погрешности неточных звеньев ($m \ll 1$) следует выбирать для систематической составляющей в прямой пропорциональной зависимости от степени влияния звена на показатели системы, для случайной — в соответствии с корнем квадратным из этой величины.

Для линейной системы в большинстве случаев оптимальными являются равноточные звенья.

ЛИТЕРАТУРА

1. Романенко А. Ф., Сергеев Г. А. Вопросы прикладного анализа случайных процессов. М., «Советское радио», 1968, 254 с.
2. Земельман М. А. К вопросу о погрешностях измерительной аппаратуры.—«Измерительная техника», 1966, № 11, с. 22—28.
3. Земельман М. А., Кнюфер А. П., Кузнецов В. П. О методах нормирования метрологических характеристик измерительных устройств.—«Измерительная техника», 1969, № 2, с. 70—73.
4. Рывкин Б. Л. Аппроксимация закона распределения суммарной погрешности измерительной системы нормальным законом.—«Метрология», 1971, № 4, с. 10—15.
5. Рабинович Б. Е. Методика суммирования частных погрешностей в области радиотехнических измерений.—«Труды институтов Комитета стандартов». Исследования в области радиотехнических измерений, вып. 57 (117), М., Стандартгиз, 1962, с. 19—33.
6. Новицкий П. В. Основы теории измерительных устройств. М.—Л. «Энергия», 1968, 248 с.
7. Новицкий П. В., Персив С. М. Методы повышения точности цифровых измерительных систем путем автоматического учета систематических и случайных погрешностей. — «АСТА ИМЕКО», т. 1, 1964, с. 61—70.

Поступила в редакцию
19/III 1974 г.

УДК 621.317

И. Б. ЧЕЛПАНОВ, Р. В. ЯРАЛОШВИЛИ

ЛПИ

ОБ ОЦЕНКЕ НЕОБХОДИМОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ИНТЕРВАЛА НАБЛЮДЕНИЙ ПРИ СТАТИСТИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЯХ

При статистических измерениях асимптотическая сходимость оценок измеряемых величин к действительным значениям зависит от объема выборки. Скорость сходимости определяется свойствами исследуемого процесса, в частности, четырехмерной плотностью вероятности. Если распределение исследуемого процесса нормальное, то дисперсия оценок статистических характеристик выражается через корреляционную функцию [1]. Например, для дисперсии оценки корреляционной функции имеем

$$\frac{\sigma_R^2(\tau)}{\sigma^2} = \frac{2}{T-\tau} \int_0^{T-\tau} \left(1 - \frac{\tau}{T-\tau}\right) [\rho^2(\tau_1) + \rho(\tau_1 + \tau)\rho(\tau_1 - \tau)] d\tau_1, \quad (1)$$

где $\sigma_R^2(\tau)$ — дисперсия оценки корреляционной функции; σ^2 — дисперсия процесса; $\rho(\tau)$ — нормированная корреляционная функция; T — интервал наблюдения; τ — интервал задержки корреляционной функции; τ_1 — переменная интегрирования.

По допусжаемому значению дисперсии может быть определен необходимый интервал наблюдения T^* .

Исходя из этих известных положений, можно было бы ожидать, что указанным способом можно правильно оценить по крайней мере порядок величины T^* . Однако, как будет показано ниже, значение величины T^* может меняться в очень широких пределах, так что возможности использования формулы (1) существенно ограничены.

Рассмотрим модель сигнала $x(t)$, построенную в виде мультипликативной смеси широкополосного $y_1(t)$ и низкочастотного узкополосного $y_2(t)$ процессов.

$$x(t) = y_1(t) y_2(t). \quad (2)$$

Если процессы $y_1(t)$ и $y_2(t)$ стационарны, то процесс $x(t)$ также стационарен. Процесс $y_2(t)$ может иметь ненулевое математическое ожидание m_2 . В этом случае реализации процесса $x(t)$ являются широкополосными с медленно, но случайным образом изменяющейся дисперсией (случайно модулированный широкополосный процесс). При этом свойства «оглабляющей» (она определяется в вероятностном смысле) принадлежат исключительно свойствам процесса $y_2(t)$. Глубина модуляции определяется отношением σ_2/m_2 , где σ_2 — среднее квадратическое значение процесса $y_2(t)$. Если процессы $y_1(t)$ и $y_2(t)$ статистически независимы, то корреляционная функция такого процесса определяется через корреляционные функции сомножителей $y_1(t)$ и $y_2(t)$ следующим образом:

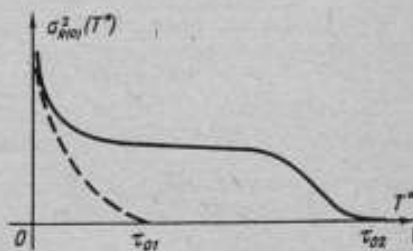
$$\sigma_x^2(\tau) = \sigma_2^2 \rho_{y_1}(\tau) \rho_{y_2}(\tau) + m_2^2 \rho_{y_1}(\tau). \quad (3)$$

Примем, что значения интервалов корреляции τ_{0y_1} и τ_{0y_2} процессов $y_1(t)$ и $y_2(t)$ различаются на много, т. е. $\tau_{0y_1} \ll \tau_{0y_2}$. Тогда произведение корреляционных функций можно заменить приближенным равенством

$$\rho_x(\tau) \approx \begin{cases} C_{1y_1}(\tau) & \text{при } \tau < \tau_{0y_1}, \\ 0 & \text{при } \tau > \tau_{0y_1}, \end{cases} \quad (4)$$

где $C_1 = \rho_2(\tau) = \text{const}$ при $\tau < \tau_{0y_1}$. Корреляционная функция узкополосного процесса изменяется медленно по сравнению с корреляционной функцией широкополосного и приближенно может считаться постоянной в интервале $[0; \tau_{0y_1}]$. Таким образом, корреляционная функция $\rho_x(\tau)$ процесса $x(t)$ в этом случае практически совпадает с корреляционной функцией широкополосного процесса $\rho_{y_1}(\tau)$. В результате получается, что специфическая особенность процесса $x(t)$ (модуляция) не отражается на корреляционной функции $\rho_x(\tau)$. Между тем, величина T^* определяется именно свойствами низкочастотного процесса $y_2(t)$.

Для определенности рассмотрим задачу оценки значения корреляционной функции процесса $x(t)$ при $\tau = 0$, т. е. дисперсии σ^2 . Будем осуществлять оценку дисперсии за различные интервалы T^* . Пока T^* соизмеримо с τ_1 , сглаживание флуктуаций широкополосного процесса имеет «низкое качество». По мере увеличения T^* степень сглаживания растет. Однако при $T^* \ll \tau_2$ средние медленных изменений, обусловленных модуляцией, не происходит, и дисперсия оценки дисперсии σ^2 определяется исключительно глубиной модуляции σ/m . Только при $T^* \gg \tau_2$ начинает проявляться эффект осреднения по оглабляющей. Зависимость дисперсии оценки дисперсии от величины T^* показана на рисунке сплошной линией. В то же время оценка по формуле (1) характеризуется гораздо более быстрым убыванием дисперсии погрешности (на рисунке — пунктир), поскольку в нее входит только корреляционная функция флуктуационного процесса, а модуляция не отражается на виде корреляционной функции $\rho_x(\tau)$. Рассмотренная задача иллюстрирует то общее положение, выдвинутое Ю. И. Алимовым [2], что интервал корреляции процесса τ и интервал наблюдения T , на котором выборочные



Зависимость дисперсии оценки корреляционной функции процесса $x(t)$ от величины T^*

статистические параметры близки к действительным, являются независимыми статистическими характеристиками, причем может быть $T^* \gg \tau$.

Можно ожидать, что формула (1) дает оценку величины только снизу. Отметим, что неприемлемость формулы (1) не может быть установлена по виду одномерной плотности вероятности. При модели, определяемой (1), одномерное распределение может быть либо нормальным, либо достаточным близким к нему. Естественно, возникает вопрос, каким образом по имеющимся реализациям может быть оценена величина T^* . Первый путь заключается в том, чтобы по одной реализации получать несколько оценок, сдвигая по времени интервал наблюдения. Полученная при этом выборочная дисперсия значений дисперсии может быть использована для обоснованного выбора интервала наблюдения. Другой путь состоит в поиске характеристик, непосредственно связанных с масштабом времени огибающей. Возможно, что при модели процесса, определяемой выражением (2), более показательной является корреляционная функция не самого процесса, а его детектированного значения, в котором огибающая процесса совпадает с его средним значением.

При этом становятся легко различимыми характерные частоты огибающих. Рассмотрим другую модель процесса. Пусть $x(t)$ — результат фазовой модуляции шумоподобной узкополосной несущей $z_2(t)$ нормального стационарного широкополосного шума

$$x(t) = z_1[tz_2(t)]. \quad (5)$$

Процесс $z_2(t)$ имеет ненулевое математическое ожидание. Медленные изменения аргумента процесса $z_1(t_1)$ создают случайные «растяжения» или «сжатия» по времени исходного процесса $z(t)$. Амплитудные свойства процесса при этом считаются неизменными. Корреляционная функция такой модели имеет вид [3]

$$\sigma_{x\phi}^2(\tau) = \sigma_{z_1}^2 e^{-k_{z_1}^2 \sigma_{z_1}^2} B_0(\tau) \cos \omega_0 \tau e^{\rho_{z_1} \tau}, \quad (6)$$

где $B_0(\tau)$ — огибающая корреляционной функции шумоподобной несущей; $\sigma_{z_1}^2$ и $\sigma_{z_2}^2$ — дисперсии $z_1(t)$ и $z_2(t)$; $\rho_{z_1}(\tau)$ — корреляционная функция $z_1(t)$; ω_0 — средняя частота процесса $z_2(t)$; k_{z_1} — постоянный коэффициент. Так же, как и в предыдущем примере, произведение $\sigma_{z_1}^2 e^{-k_{z_1}^2 \sigma_{z_1}^2} \times B_0(\tau) \cos \omega_0 \tau$ на интервале корреляции τ_{0z_1} изменяется медленно по сравнению с функцией $e^{\rho_{z_1} \tau}$ и поэтому может считаться постоянной величиной.

$$\rho_{x\phi}(\tau) = C_1 e^{\rho_{z_1} \tau}; \quad C_1 = \text{const}. \quad (7)$$

Свойства корреляционной функции $\rho_{x\phi}(\tau)$ практически отражают лишь свойства широкополосного процесса, вычисленный интервал усреднения которого является недостаточным для сглаживания низкочастотной огибающей модулированного сигнала. Результаты усреднения в этом случае будут существенно зависеть от начала отсчета, а значение дисперсии результатов могут превзойти все допустимые нормы. Таким образом, следует иметь в виду, что применение метода определения интервала наблюдения по формуле (1) для одномерно нормальных стационарных процессов имеет ряд дополнительных ограничений. При этом чем выше требования к точности прибора, тем в большем числе случаев становится существенным медленное изменение амплитудных и частотных свойств. Этот метод можно считать безусловно применимым для одномерно нормальных стационарных эргодических процессов, представляющих собой аддитивную смесь широкополосных и узкополосных процессов в любых пропорциях, т. е. для процессов типа

$$x(t) = k_1 y_1(t) + k_2 y_2(t); \\ k_1 = \text{const}; \quad k_2 = \text{const}. \quad (8)$$

В этом случае корреляционная функция определяется суммой

$$\rho_x(\tau) = k_1^2 \rho_{y_1}(\tau) + k_2^2 \rho_{y_2}(\tau). \quad (9)$$

Поэтому при отсутствии достоверных сведений о качестве процесса следует избегать применения метода оценки интервала наблюдения через корреляционные функции процесса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лившиц Н. А., Пугачев В. Н. Вероятностный анализ систем автоматического управления, т. 1, М., «Советское радио», 1963, 896 с.
2. Алимов Ю. И. О временном статистическом описании случайных сигналов. — «Автоматика и телемеханика», 1969, № 8, с. 16—31.
3. Левин. Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники, т. 1, М., «Советское радио», 1969, 751 с.

Поступила в редакцию
19/III 1974 г.

УДК 517.948.3

Б. А. ШКОЛЬНИК

ВНИИМ

МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ УРАВНЕНИЯ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Динамические свойства измерительных преобразователей наиболее полно характеризуются передаточной функцией или ее оригиналом — весовой функцией. Эти характеристики позволяют наиболее точно оценить погрешность измерений в динамическом режиме, корректировать динамические искажения и определять динамические характеристики комплексных средств измерений по характеристикам отдельных преобразователей.

Рассмотрим задачу определения весовой функции измерительного преобразователя по результатам измерений входного и выходного сигналов, называемую задачей идентификации. Весовая функция $g(t)$ преобразователя с постоянными параметрами при стационарном воздействии может быть найдена из интегрального уравнения идентификации первого рода

$$Ag(t) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} r(t-\tau) g(\tau) d\tau = b(t), \quad (1)$$

где $r(t)$ — автокорреляционная функция входного сигнала; $b(t)$ — взаимная корреляционная функция входного и выходного сигналов.

Применив одну из формул численного интегрирования, преобразуем (1) в систему линейных алгебраических уравнений

$$A_n g_n = b_n, \quad (2)$$

где A_n — матрица $n \times n$; b_n, g_n — n -мерные векторы.

Устойчивые решения некорректных задач (1) и (2) могут быть получены с помощью методов регуляризации, которые можно разделить на две группы [1]. Методы первой группы [2] основаны на замене (1) уравнением второго рода, решение которого представляет корректную задачу. Ко второй группе относятся методы непосредственного решения уравнений (1) или (2) с последующим сглаживанием полученных решений. К этой группе принадлежат и рассматриваемые ниже методы.

1. Уравнение

$$A_T g(t) \equiv \int_{-T}^T r(t-\tau) g(\tau) d\tau = b(t) \quad (3)$$

аппроксимирует (1) в интервале $(-T, T)$. При этом точность аппроксимации будет тем выше, чем больше этот интервал. Иными словами, при $T \rightarrow \infty$ погрешность решения за счет ограничения интервала интегрирования

$$\varepsilon_T = \|g_T(t) - g(t)\|_{L_p(\omega, T)} = \left(\int_0^T |g_T(t) - g(t)|^p \right)^{\frac{1}{p}} \quad (4)$$

стремится к нулю. Здесь $g_T(t)$ — точное решение уравнения (3), $p > 1$; $g(t)$, $g_T(t)$ — функции, интегрируемые в p -й степени во всей области их определения.

2. Приближенное решение уравнения (3) может быть получено разложением правой части по собственным функциям $u_i(t)$, $i = 1, 2, \dots$ оператора A_T , которые, в силу его положительности и полной непрерывности, образуют полную систему в интервале $(-T, T)$. Обозначив собственные значения, соответствующие функциям u_i , через λ_i , запишем приближенное решение уравнения (3)

$$g_m(t) = \sum_{i=1}^m \mu_i \frac{\beta_i}{\lambda_i} u_i(t), \quad (5)$$

где β_i — коэффициенты Фурье функции $b(t)$ по ортонормированной системе $\{u_i(t)\}_{i=1}^m$; μ_i — множители, зависящие от способа суммирования.

Регуляризация решения здесь достигается простым усечением ряда [3] или одним из способов линейного суммирования, улучшающих сходимость. При этом можно получить аппроксимацию решения, эквивалентную наилучшему приближению [4].

Погрешность аппроксимации полиномом m -го порядка обозначим

$$\varepsilon_m = \|g_m(t) - g_T(t)\|_{L_p(\omega, T)}. \quad (6)$$

Если ядро $r(t)$ оператора A_T определить при $|t| \gg T$ так, чтобы $r(t+T) = r(t)$, то $\{u_i(t)\}$ будет системой синусов и косинусов с частотами, кратными $1/2T$. При этом оценка наилучшего приближения [5] имеет вид

$$\varepsilon_m < \left(\frac{T^{2r+1}}{2^{2r+3} \pi^{2r-1}} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{\max_t |g_T^{(r)}(t)|}{(m+1)^r}, \quad (7)$$

где r — порядок наивысшей непрерывной производной функции $g(t)$.

Из этого выражения видно, что в отличие от ε_T , погрешность аппроксимации является возрастающей функцией от T .

Повышение точности решения может быть достигнуто выбором оптимального значения T , минимизирующего суммарную погрешность

$$\varepsilon = \|g_m - g\|_{L_p(\omega, T)} < \varepsilon_T + \varepsilon_m.$$

Для этого нужно знать такие параметры искомой функции, как порядок гладкости и максимум модуля высшей непрерывной производной, входящие в оценку (7).

3. Рассмотрим другой способ повышения точности решения. Предположим, что искомая весовая функция $g(t)$ принадлежит устойчивой системе с сосредоточенными параметрами. В этом случае

$$g(t) = \sum_{k=1}^N P_{n_k}(t) e^{-\alpha_k t}, \quad (8)$$

где $P_{n_k}(t)$ — полином n_k -й степени; α_k — корни характеристического уравнения системы ($\operatorname{Re} \alpha_k \geq 0$; $k = 1, 2, \dots$).

Исключим асимптотическую компоненту весовой функции

$$g_{\infty}(t) = at^n e^{-\alpha t}, \quad (9)$$

где α — корень характеристического уравнения с наименьшей действительной частью, и решим уравнение идентификации относительно функции

$$g_0(t) = g(t) - g_{\infty}(t).$$

Очевидно, что $g_0(t)$ затухает быстрее исходной функции $g(t)$. В связи с этим уравнение (3) для $g_0(t)$ может рассматриваться в интервале $(-T_0, T_0)$, где $T_0 \ll T$. Как видно из (7), сокращение интервала повышает точность решения.

Асимптотическую компоненту можно выделить следующим образом. Полагая T равным эффективной длительности функции $b(t)$ и решая (3) аналогично (5), найдем приближение $g(t)$. Введем обобщенные моменты

$$v_k = \int_0^{\infty} t^k \psi(t) g(t) dt; \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (10)$$

$$\psi(t) = \left(\frac{t}{T}\right) \exp\left(\frac{T-t}{T} z\right).$$

Подставляя (8) в (10) и устремляя z к бесконечности, с учетом (9) получим

$$\bar{v}_k = \lim_{z \rightarrow \infty} v_k = \left(\frac{\varepsilon}{T}\right)^z \frac{a \Gamma(n+k+z+1)}{\left(\frac{\alpha+z}{T}\right)^{n+k+z+1}}. \quad (11)$$

Вычисляя по этой формуле первые три момента, найдем выражение, определяющее порядок асимптотической компоненты

$$n = \frac{\bar{v}_1^2}{\bar{v}_0 \bar{v}_2 - \bar{v}_1^2} - (z+1). \quad (12)$$

При подстановке в (12) величин v_k , вычисленных при конечном z , может получиться вещелое число, которое следует округлить. Параметры a и α можно найти посредством минимизации функции

$$\delta(a, \alpha) = \|\psi(t) [g(t) - at^n e^{-\alpha t}]\|_{L_p(\omega, T)}. \quad (13)$$

Теперь (3) можно записать так:

$$\int_{-T_0}^{T_0} r(t-\tau) g_0(\tau) d\tau = b(t) - \int_{-T}^T r(t-\tau) g_{\infty}(\tau) d\tau \equiv b_0(t), \quad (14)$$

где T_0 — «эффективная длительность» функции $b_0(t)$.

По-видимому, сокращение интервала интегрирования будет тем существеннее, чем больше разность вещественных частей двух полюсов — α и ближайшего к нему.

ЛИТЕРАТУРА

1. Перельмутер В. М. К решению интегрального уравнения идентификации. — «Автоматика и телемеханика», 1970, № 7, с. 91—99.
2. Тихонов А. Н. О решении некорректно поставленных задач и методе регуляризации. — ДАН СССР, 1963, т. 151, № 3, с. 501—504.

3. Грабарь Л. П. Применение полиномов Чебышева, ортонормированных на системе равноотстоящих точек, для решения интегрального уравнения первого рода. — ДАН СССР, 1967, т. 172, № 4, с. 767—770.

4. Лебедева Л. П. К проблеме суммирования рядов Фурье. — Известия вузов СССР, «Математика», 1967, № 3, с. 50—58.

5. Тиман М. Ф. Наилучшее приближение функций и линейные методы суммирования рядов Фурье. — Изв. АН СССР, сер. математ., 1965, № 3, с. 587—604.

Поступила в редакцию
19/III 1974 г.

УД

п :
тае
ср:
вус
ша
по:
ны

ли
ув
но
им
ва
пл

ча
си
хо

гд
фу
ис
на
пр
А
то

И:
оп
им

ус
св
пр

II. МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

УДК 621.391.832

Л. А. МИРОНОВСКИЙ, В. А. СЛАВ

ВНИИМ

МЕТОД ЛИНЕЙНЫХ ПРЕДСКАЖЕНИЙ С ИЗБЫТОЧНОСТЬЮ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ ПОМЕХ

Одной из важнейших функций измерительных систем является передача и хранение информационного сигнала. При этом особое значение приобретает повышение устойчивости сигналов к импульсным помехам, имеющим сравнительно большую амплитуду и конечным по времени. Однако существующие методы борьбы с импульсными помехами в аналоговом сигнале ухудшают устойчивость систем к сосредоточенным по спектру и флуктуационным помехам. Метод линейных предсказаний [1, 2] уменьшает влияние импульсных помех за счет распределения их во временной области.

Описываемый здесь метод является разновидностью метода [1, 2]. Отличие его заключается в том, что длительность преобразованного сигнала увеличивается по сравнению с исходной, т. е. в сигнал вводится избыточность, что позволяет определить как временное положение, так и параметры импульсной помехи. Используя полученные данные, можно скорректировать помеху при восстановлении сигнала на приемном конце канала связи или в режиме воспроизведения его с устройств памяти.

Сущность метода линейных предсказаний с избыточностью заключается в следующем. Интервал времени $[0, T]$, в котором задан исходный сигнал $x(t)$, разбивается на n участков равной длительности $\tau = T/n$. Исходный сигнал $x(t)$ представляется в виде n -мерной вектор-функции $X(t)$

$$X(t) = [x_1(t); x_2(t); \dots; x_n(t)], \quad 0 < t \leq \tau,$$

где $x_i(t)$ — значение сигнала $x(t)$ в интервале $[(i-1)\tau, i\tau]$. Таким образом, функция $X(t)$ строится из $x(t)$ с помощью оператора S , который разбивает исходный сигнал на участки равной длительности с совмещением времени начала отсчетов. Полученная функция $X(t)$ подвергается затем линейному преобразованию A , эквивалентному умножению $X(t)$ на числовую матрицу $A = [a_{ij}]$ размера $m \times n$, где $m > n$. В результате получается новая вектор-функция

$$Y(t) = [y_1(t); y_2(t); \dots; y_m(t)] = X(t)A, \quad 0 < t \leq \tau.$$

Из функции $Y(t)$ далее получается предсказанный сигнал $y(t)$ с помощью операции «склеивания» S^{-1} , обратной операции S . Одномерный сигнал $y(t)$ имеет уже длительность $T' = m\tau > T$

$$y(t) = y_1(t) + y_2(t - \tau) + \dots + y_m[t - (m-1)\tau], \quad 0 < t \leq T'.$$

Сигнал $y(t)$ содержит $k = m - n$ избыточных участков. Блок-схема устройства, реализующего метод линейных предсказаний для хранения сигнала в аппаратуре магнитной записи измерительной информации [2], приведена на рис. 1.

В результате введения избыточности не все строки матрицы A будут линейно-независимыми, как это требовалось в случае квадратной матрицы A . Известно, что k строк прямоугольной матрицы A всегда могут быть представлены как линейная комбинация остальных. В качестве оператора обратного линейного преобразования в этом случае целесообразно выбрать оператор, описываемый псевдообратной матрицей A^+ размера $n \times m$

$$A^+ = (A^T A)^{-1} A^T. \quad (1)$$

Использование матрицы A^+ , эквивалентное применению метода наименьших квадратов при восстановлении сигнала, позволяет снизить до минимума среднюю квадратическую погрешность выходного сигнала при заданной матрице A . Уровень помех при оптимальном выборе матрицы A снижается в $\sqrt{m/n}$ раз. Заметим, что действие оператора, описываемого матрицей A^+ позволяет уменьшить мощность любых, в том числе и неимпульсных центрированных помех.

Применение описываемого метода является более эффективным при условии предварительной коррекции импульсных помех. Введение избыточности позволяет определить временное положение (т. е. номер участка), а также амплитуду и форму помехи. Поскольку любые k компонент сигнала $y(t)$ являются линейными комбинациями остальных, т. е.

$$\Delta_i = \sum_{j=1}^{n+k} m_{ij} y_j = 0, \quad (2)$$

$$i = 1, 2, \dots, k$$

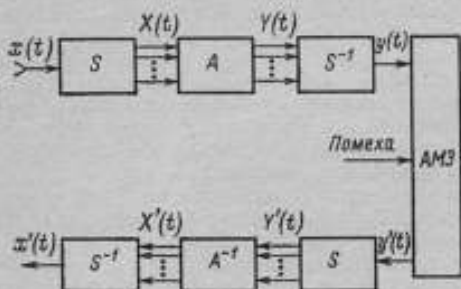


Рис. 1. Структурная схема способа линейных предсказаний

(m_{ij} — числовые коэффициенты), то с появлением помех Δ_i становятся отличными от нуля. Сигналы рассогласования содержат определенную информацию о месте и величине помехи. Из общих положений теории кодирования следует, что для исправления ошибок кратности r необходимо не менее 2 избыточных компонент, т. е. $k > 2r$. Однако при обработке аналоговой информации достаточно всего $k = r + 1$ избыточных компонент, чтобы определить место и величину практически всех помех, число которых на интервал $[0, T)$ не превышает r .

Рассмотрим случай однократной помехи $r = 1$ (поражен только один участок сигнала и $k = 2$). Из двух сигналов рассогласования Δ_1 и Δ_2 образуем их линейные комбинации

$$\Delta'_i = m_{2i} \Delta_1 - m_{1i} \Delta_2 = \begin{vmatrix} \Delta_1 & \Delta_2 \\ m_{1i} & m_{2i} \end{vmatrix}, \quad i = 1, 2, \dots, n+2.$$

Оказывается, что каждое из рассогласований Δ'_i инвариантно к помехе на соответствующем участке сигнала $y_j(t)$. Действительно, если в результате искажения помехой сигнал y_j превращается в $y_j + \delta y_j$, то Δ_1 и Δ_2 окажутся равными

$$\Delta_1 = -m_{1j} \delta y_j;$$

$$\Delta_2 = -m_{2j} \delta y_j.$$

Тогда

$$\Delta'_i = \delta y_j \begin{vmatrix} m_{1j} & m_{2j} \\ m_{1i} & m_{2i} \end{vmatrix}, \quad i = 1, 2, \dots, n+2.$$

Отсюда видно, что если ни один из определителей $\begin{vmatrix} m_{1j} & m_{2j} \\ m_{1i} & m_{2i} \end{vmatrix}$ при $i \neq j$ не равен нулю, то сигналы рассогласования, кроме Δ'_j , будут отличны от нуля. На основании этого и определяется номер искаженного участка. Величину помехи можно найти из соотношений (3).

Рассмотрим частный случай предискажения сигнала, когда преобразованный сигнал получается в результате добавления к исходному двух избыточных участков. Матрица при этом имеет вид

$$A = \begin{bmatrix} 1 & & & 0 \\ & \dots & & \\ & & \dots & \\ 0 & & & 1 \\ a_1 & \dots & & a_n \\ b_1 & \dots & & b_n \end{bmatrix}. \quad (4)$$

При этом исходный сигнал остается без изменений, в результате чего прямое и обратное преобразования значительно упрощаются. Дополнительные участки формируются в соответствии с формулами

$$\begin{aligned} y_{n+1}(t) &= \sum_{j=1}^n a_j x_j(t), \\ y_{n+2}(t) &= \sum_{j=1}^n b_j x_j(t). \end{aligned} \quad (5)$$

Поскольку в данном случае $x_j(t) = y_j(t)$, $j = 1, 2, \dots, n$, соотношения (2) принимают вид:

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= a_1 y_1 + a_2 y_2 + \dots + a_n y_n - y_{n+1} = 0, \\ \Delta_2 &= b_1 y_1 + b_2 y_2 + \dots + b_n y_n - y_{n+2} = 0. \end{aligned}$$

Коэффициенты a_j и b_j целесообразно выбрать таким образом:

$$a_j = -1; \quad b_j = -j; \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (6)$$

Тогда

$$\begin{aligned} -\Delta_1 &= y_1 + y_2 + \dots + y_n + y_{n+1} = 0, \\ -\Delta_2 &= y_1 + 2y_2 + \dots + ny_n + y_{n+2} = 0. \end{aligned}$$

Номер участка, пораженного помехой, определяется отношением $N = \Delta_2/\Delta_1$. Например, при поражении первого участка получаем: $\Delta_1 = \Delta_2 = \delta y_1$, $N = 1$; при поражении второго участка $\Delta_1 = \delta y_2$, $\Delta_2 = 2\delta y_2$, $N = 2$ и т. д. вплоть до n -го участка. Для коррекции помехи достаточно вычесть из пораженного участка, номер которого уже определен, сигнал рассогласования Δ_1 , так как в случае однократной ошибки он совпадает с помехой ($\Delta_1 = \delta y_N$). Однако при таком выборе коэффициентов a_j и b_j не учитываются следующие факторы. Во-первых, для получения одинаковой в среднем мощности из каждом участке необходимо, чтобы нормы всех строк матрицы A равнялись единице. Во-вторых, следует обеспечить максималь-

ное «расстояние» между отношениями Δ_2/Δ_1 при ошибках на разных участках. Оптимальными в этом смысле являются значения коэффициентов

$$m_{1j} = \cos \frac{\pi j}{n+2}, \quad m_{2j} = \sin \frac{\pi j}{n+2}.$$

В-третьих, необходимо обеспечить неразрывность сигнала $y(t)$. Этому требованию удовлетворяют матрицы A , у которых элементы, лежащие на каждой из диагоналей, равны между собой [1]. Матрица (4) не удовлетворяет этому условию, что приводит к появлению разрывов на границах $(n+1)$ -го участка. Другой недостаток этой матрицы состоит в том, что она не минимизирует среднюю квадратическую погрешность восстановленного сигнала. Перечисленные факторы необходимо учитывать при выборе вида матрицы A .

Устройство для определения и коррекции импульсных помех должно содержать два сумматора для получения сигналов рассогласования Δ_1 и Δ_2 , устройство диагностики, которое по соотношению этих сигналов определяет номер пораженного участка, а также блок коррекции, компенсирующий помеху на этом участке.

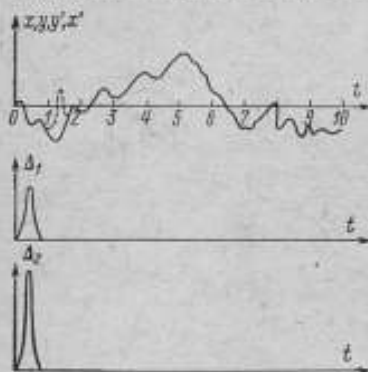


Рис. 2. Пример обработки сигнала с введенной избыточности

воздействия однократной помехи. Вторым и третьим графиками иллюстрируют сигналы рассогласования Δ_1 и Δ_2 соответственно. Поскольку Δ_2 превосходит Δ_1 в два раза, помехой поражен второй участок. Коррекция заключается в вычитании сигнала Δ_1 из второго участка верхнего графика.

На рис. 2 приведен пример обработки сигнала с помощью матрицы (4) с нормированными коэффициентами (6). На верхнем графике показан исходный сигнал $x(t)$ (интервал $0 < t < 8$), дополненный двумя избыточными участками ($8 < t < 10$), полученными по формулам:

$$y_8(t) = -\frac{1}{\sqrt{8}} \sum_{j=1}^8 x_j(t),$$

$$y_{10}(t) = -\frac{1}{\sqrt{204}} \sum_{j=1}^8 jx_j(t).$$

Пунктиром на втором участке изображен сигнал, получаемый в результате

ЛИТЕРАТУРА

1. Мироновский Л. А., Слаев В. А. Уменьшение импульсных помех в аналоговых сигналах. — «Автометрия», 1973, № 6, с. 49—54.
2. Мироновский Л. А., Слаев В. А. Способ магнитной записи и воспроизведения аналогового сигнала. Авт. свид. № 355648. — «Бюллетень изобретений», 1972, № 31, 173 с.

Поступила в редакцию
26/VI 1974 г.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ НА ТОЧНОСТЬ
ОПРЕДЕЛЕНИЯ АМПЛИТУДЫ СИГНАЛА ДИСКРЕТНЫМ
ФУРЬЕ-ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Одной из основных динамических характеристик линейных измерительных преобразователей является амплитудно-частотная точность определения которой во многом зависит от точности измерения амплитуды гармонического сигнала. Среди известных методов выделения амплитуды наибольшую точность обеспечивает метод Фурье-преобразования, обладающий большой чувствительностью и помехоустойчивостью, в частности, его дискретная форма. Дискретное Фурье-преобразование находит все большее применение в связи с широким распространением дискретных измерительных систем и возможностью машинной обработки.

Рассмотрим погрешность определения амплитуды гармонического сигнала методом дискретного Фурье-преобразования при наличии помех. Структура исследуемого сигнала принимается в виде

$$a(t) = A \sin(\omega t + \varphi) + f(t) + n(t), \quad (1)$$

где A — определяемая амплитуда; ω и φ — частота и фаза полезного сигнала, $f(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \alpha_i \sin(i\omega t + \varphi_i)$ — периодическая помеха; $n(t)$ — случайный стационарный процесс (помеха) с нулевым математическим ожиданием $M\{n(t)\} = 0$ и корреляционной функцией $K_n(\tau)$.

Помехи $f(t)$ и $n(t)$ могут присутствовать как в самом исследуемом сигнале, так и возникать в процессе измерения его параметров. Алгоритм определения амплитуды дискретным Фурье-преобразованием имеет вид

$$\hat{A} = \sqrt{a_{ST}^2 + a_{CT}^2}; \quad (2)$$

$$a_{ST} = \frac{2}{mN} \sum_{k=1}^{mN} a_k \sin \omega t_k; \quad a_{CT} = \frac{2}{mN} \sum_{k=1}^{mN} a_k \cos \omega t_k, \quad (3)$$

где \hat{A} — оценка искомой амплитуды; $t_k = k \frac{2\pi}{N\omega}$ — дискретные моменты времени отсчетов; N — число отсчетов на период $T_0 = \frac{2\pi}{\omega}$; m — число периодов; $T = mT_0$ — длина реализации; a_k — результат отчета сигнала (1).

1. Рассмотрим случай, когда a_k представляет собой точные отсчеты $a(t)$ в моменты времени $t = t_k$, т. е.

$$a_k = a(t_k). \quad (4)$$

После подстановки (4) в (3) с учетом (1) в результате суммирования получим

$$a_{ST} = A \cos \varphi + \varepsilon(\lambda_S + n_S); \quad a_{CT} = A \sin \varphi + \varepsilon(\lambda_C + n_C). \quad (5)$$

Здесь

$$\left. \begin{aligned} \lambda_S &= \frac{2}{mN} \sum_{k=1}^{mN} f(t_k) \sin \omega t_k = \sum_{\mu=1}^{\infty} (\alpha_{N\mu+1} \cos \varphi_{N\mu+1} - \alpha_{N\mu-1} \cos \varphi_{N\mu-1}) \\ \lambda_C &= \frac{2}{mN} \sum_{k=1}^{mN} f(t_k) \cos \omega t_k = \sum_{\mu=1}^{\infty} (\alpha_{N\mu-1} \sin \varphi_{N\mu-1} + \alpha_{N\mu+1} \sin \varphi_{N\mu+1}) \end{aligned} \right\} (6)$$

$$n_S = \frac{2}{mN} \sum_{k=1}^{mN} n(t_k) \sin \omega t_k; \quad n_C = \frac{2}{mN} \sum_{k=1}^{mN} n(t_k) \cos \omega t_k. \quad (7)$$

Условно введенный в (5) безразмерный параметр ε характеризует малость членов $(\lambda_s + n_s)$ и $(\lambda_c + n_c)$, обусловленную селективностью Фурье-преобразования даже при высоком уровне помех в исследуемом сигнале (1). Разлагая выражение оценки амплитуды (2) в ряд по параметру ε и удерживая члены до первого порядка малости, получим

$$\hat{A} = A + \varepsilon [(\lambda_s + n_s) \cos \varphi + (\lambda_c + n_c) \sin \varphi]. \quad (8)$$

Из (8) можно найти систематическую погрешность выделения амплитуды

$$M[\Delta A] = M[\hat{A} - A] = \varepsilon (\lambda_s \cos \varphi + \lambda_c \sin \varphi) \quad (9)$$

и приближенное выражение дисперсии случайной погрешности и ее оценки сверху

$$\begin{aligned} D_{\Delta A} &= \varepsilon^2 M[(n_s \cos \varphi + n_c \sin \varphi)^2] = \\ &= \varepsilon^2 M \left\{ \left[\frac{2}{mN} \sum_{k=1}^{mN} n(t_k) \sin(\omega t_k + \varphi) \right]^2 \right\} = \\ &= \frac{4\varepsilon^2}{m^2 N^2} \sum_{j=1}^{mN} \sum_{k=1}^{mN} K_n(t_j - t_k) \sin(\omega t_j + \varphi) \sin(\omega t_k + \varphi) < 4\varepsilon^2 \sigma^2 \frac{\theta}{T}, \quad (10) \end{aligned}$$

где σ^2 — дисперсия; θ — время корреляции процесса $n(t)$. Из (9) и (10) следует, что погрешность определения амплитуды убывает с ростом N и T . Практически выбор N определяется номером гармоники в $f(t)$, влиянием которой можно пренебречь. В большинстве случаев амплитуды гармоник α_i убывают не медленнее, чем $1/i^2$, а ближайшая гармоника, формирующая систематическую погрешность, есть $N-1$. Выбор же числа m определяется значениями σ^2 и θ и допустимой величиной дисперсии случайной составляющей погрешности.

2. В случае, когда a_k есть осредненные на интервале ΔT отсчеты $a(t)$

$$a_k = \frac{1}{\Delta T} \int_{t_k - \frac{\Delta T}{2}}^{t_k + \frac{\Delta T}{2}} a(t) dt, \quad (11)$$

получаем

$$a_{ST} = A^* \cos \varphi + \varepsilon (\lambda_s^* + n_s^*); \quad a_{CT} = A^* \sin \varphi + \varepsilon (\lambda_c^* + n_c^*); \quad (12)$$

$$\left. \begin{aligned} \lambda_s^* &= \sum_{\mu=1}^{\infty} (\alpha_{N\mu+1}^* \cos \varphi_{N\mu+1} - \alpha_{N\mu-1}^* \cos \varphi_{N\mu-1}) \\ \lambda_c^* &= \sum_{\mu=1}^{\infty} (\alpha_{N\mu-1}^* \sin \varphi_{N\mu-1} + \alpha_{N\mu+1}^* \sin \varphi_{N\mu+1}) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

$$A^* = A \frac{\sin\left(\frac{\omega \Delta T}{2}\right)}{\frac{\omega \Delta T}{2}}; \quad \alpha_i^* = \alpha_i \frac{\sin\left(\frac{i \omega \Delta T}{2}\right)}{\frac{i \omega \Delta T}{2}}; \quad n^* = \frac{1}{\Delta T} \int_{t_k - \frac{\Delta T}{2}}^{t_k + \frac{\Delta T}{2}} n(t) dt; \quad (14)$$

$$n_s^* = \frac{2}{mN} \sum_{k=1}^{mN} n^*(t_k) \sin \omega t_k; \quad n_c^* = \frac{2}{mN} \sum_{k=1}^{mN} n^*(t_k) \cos \omega t_k. \quad (15)$$

Раскрывая (2) так же, как и в предыдущем случае, для систематической погрешности имеем

$$M \{ \Delta A \} = \varepsilon (\lambda_S^* \cos \varphi + \lambda_C^* \sin \varphi); \quad (16)$$

а для дисперсии случайной составляющей

$$D_{\Delta A} = \varepsilon^2 M \{ (n_S^* \cos \varphi + n_C^* \sin \varphi)^2 \} < 4e^2 \sigma^{*2} \frac{\theta^*}{T} < 8e^2 \sigma^2 \frac{\theta^2}{T \Delta T}. \quad (17)$$

При выводе (17) исходили из того, что время корреляции θ^* процесса n^* не может превосходить θ , а дисперсия σ^{*2} процесса n^* при $\Delta T \gg \theta$ удовлетворяет неравенству $\sigma^{*2} < 2\sigma^2 \frac{\theta}{\Delta T}$. Из (16) и (17) следует, что использование

осредненных отсчетов уменьшает систематическую и случайную погрешности за счет фильтрации высокочастотных составляющих помехи. Такой способ отсчета позволяет уменьшить быстродействие измерительной системы понижением N при том же допустимом значении погрешностей.

3. Рассмотрим дополнительную погрешность определения амплитуды, обусловленную неточностью измерения частоты полезного сигнала. Пусть в результате экспериментального определения частоты ω полезного сигнала получена ее оценка Ω , при этом $\frac{\omega}{\Omega} = 1 + \delta$, где δ — малая величина.

Дискретные отсчеты формируются в соответствии с найденной Ω в точках $t_k = k \frac{2\pi}{N\Omega}$ и обрабатываются по (2) и (3). Поскольку δ предполагается малой, то для упрощения результата влиянием помех можно пренебречь. Тогда

$$\left. \begin{aligned} a_{ST} &= a_S = \frac{2}{mN} \sum_{k=1}^{mN} A \sin(\omega t_k + \varphi) \sin \Omega t_k \\ a_{CT} &= a_C = \frac{2}{mN} \sum_{k=1}^{mN} A \sin(\omega t_k + \varphi) \cos \Omega t_k \end{aligned} \right\}. \quad (18)$$

Если результаты суммирования разложить в ряд по δ , оставляя члены до первого порядка малости, то получим

$$\left. \begin{aligned} a_S &\approx A \left(\cos \varphi + m \delta \sin \varphi - \frac{1}{2} \delta \cos \varphi \right) \\ a_C &\approx A \left(\sin \varphi - m \delta \cos \varphi + \frac{1}{2} \delta \sin \varphi \right) \end{aligned} \right\}. \quad (19)$$

Систематическая погрешность определения амплитуды в этом случае приближенно равна

$$\Delta A \approx A \delta \cos 2\varphi \quad (20)$$

и пропорциональна δ . Следовательно, требования к точности определения частоты полезного сигнала должны быть достаточно высоки. Относительная погрешность не превосходит величины δ .

Пронюстрируем на числовом примере влияние осреднения на точность определения амплитуды. Пусть $A = 1$; $\varphi = \frac{\pi}{4}$; $\alpha_l = \frac{1}{l^2}$; $\varphi_l = 0$; $N = 8$;

$\Delta T = \frac{1}{8} T_0$; $\theta = 0,1 \Delta T$; $\sigma = 0,5$; $m = 5$, т. е. уровень помехи весьма высок. Для погрешности без осреднения получаем $M \{ \Delta A \} = 0,006$;

$D_{\Delta A} < 0,0025$; $\sqrt{D_{\Delta A}} < 0,05$. После осреднения $M[\Delta A] = 0,003$;
 $D_{\Delta A} < 0,0005$; $\sqrt{D_{\Delta A}} < 0,02$.

Полученные результаты могут быть использованы для рационального выбора частоты дискретизации (дискретного опроса), необходимой длительности реализаций, способа формирования дискретного опроса, обоснования необходимой точности определения частоты полезного сигнала и оценок погрешностей определения амплитуды при практическом использовании дискретного Фурье-преобразования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Серебрянников М. Г., Первозванский А. А. Выявление скрытых периодичностей. М., «Наука», 1965, 244 с.
2. Пугачев В. С. Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления. М., Физматгиз, 1962, 883 с.
3. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М., Физматгиз, 1963, 1100 с.

Поступила в редакцию
20/III 1974 г.

УДК 621.391.24

А. И. ГУТОВА, А. Д. ХАНТЕЛЬ
ВНИИМ

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ СРЕДНЕГО И СРЕДНЕГО КВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЙ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Расширение полосы частот изучаемых процессов требует увеличения быстродействия измерительных приборов, в частности, аналого-цифровых преобразователей (АЦП), входящих в измерительные системы. Однако увеличение быстродействия АЦП связано с возрастанием их сложности, стоимости, в первую очередь с уменьшением надежности и помехоустойчивости. Необходимое время преобразования АЦП определяется скоростью изменения сигнала, допустимым значением динамической погрешности, а также видом обработки полученных результатов. В том случае, когда представляет интерес мгновенное значение сигнала, необходимо быстродействие АЦП определяется из условия

$$\Delta U_{\text{дин. макс}} < \dot{U}_x \text{ макс } t_{\text{пр}}, \quad (1)$$

где $\Delta U_{\text{дин}}$ — динамическая погрешность, обусловленная изменением кодируемого сигнала за время преобразования; \dot{U}_x — скорость изменения входного сигнала; $t_{\text{пр}}$ — время преобразования АЦП.

Обычно требуется, чтобы

$$\Delta U_{\text{дин. макс}} < q, \quad (2)$$

где q — шаг дискретности АЦП (единица младшего разряда).

При кодировании синусоидального сигнала из условия (1) вытекает следующее соотношение между частотой сигнала f_c и частотой опроса f_n

$$\frac{f_n}{f_c} > 2\pi(2^n - 1), \quad (3)$$

где $(2^n - 1)$ — число уровней квантования.

В ряде случаев сигнал с выхода АЦП поступает на ЦВМ или приборы анализа, например, для определения среднего квадратического значения сигнала и других характеристик. Быстродействие АЦП, рассчитанное по условию (1), в этих случаях будет явно завышенным. Поэтому при кодировании периодических сигналов с последующей математической обработкой измеренных значений практический интерес представляет определение необходимого быстродействия АЦП. В этом случае быстродействие АЦП при прочих равных условиях будет зависеть от метода преобразования. Рассмотрим один из наиболее распространенных методов — метод последовательного отсчета.

Среднее значение сигнала, определяемое путем измерения ординат в дискретных точках, описывается выражением [1]

$$U_{cp} = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} f(kT_0), \quad (4)$$

где T_0 — интервал выборки; n — число выборок, или

$$U_{cp} = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} (x_k + \Delta x_k), \quad (5)$$

где x_k и Δx_k — значение ординаты сигнала и погрешности измерительного прибора в k -й точке. Влиянием инструментальной погрешности прибора пренебрегаем. Тогда среднее значение синусоидального сигнала за половину периода равно

$$U_{cp} = \frac{U_m}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \sin(ky + \varphi_0), \quad (6)$$

где U_m — амплитудное значение синусоидального сигнала; φ_0 — угол зазвывания первой выборки относительно нуля синусовды; y — интервал выборки в угловых единицах; n — число выборок за полпериода сигнала. Относительная величина погрешности составляет

$$\delta = \frac{U_{cp_0} - U_{cp}}{U_{cp_0}} = 1 - \frac{\pi}{2n} \cdot \frac{\sin \frac{ny}{2}}{\sin \frac{y}{2}} \sin \left(\frac{n-1}{2} y + \varphi_0 \right). \quad (7)$$

Таким образом, при определении среднего значения сигнала за полпериода путем суммирования значений ординат в n точках возникает методическая погрешность, зависящая от числа измерений n и начального угла сдвига φ_0 . При постоянстве частоты сигнала и опроса она является систематической и может быть равной нулю, при выполнении условия

$$\frac{\pi}{2n} \sin \left(\varphi_0 + \frac{n-1}{2} y \right) \sin \frac{ny}{2} = \sin \frac{y}{2}. \quad (8)$$

Однако реализация выражения (8) является частным и довольно редким случаем.

Анализ выражения (7) показывает, что максимальная погрешность из-за ограниченного числа выборок имеет место при $x = \frac{\pi}{n}$, т. е. в случае кратности частот опроса и сигнала. Тогда

$$\delta = 1 - \frac{\pi}{2n} \cdot \frac{\cos \left(\varphi_0 - \frac{\pi}{2n} \right)}{\sin \frac{\pi}{2n}} \approx \frac{1}{2} \varphi_0^2 - \frac{\pi}{2n} \varphi_0 + \frac{1}{3} \left(\frac{\pi}{2n} \right)^2. \quad (9)$$

При $\varphi_0 = 0$ имеем максимум положительного значения погрешности

$$\delta_{\max (+)} = 1 - \frac{\pi}{2n} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{2n} \approx \frac{\pi^2}{12n^2}, \quad (10)$$

а при $\varphi_0 = \frac{\pi}{2n}$ — максимум отрицательного значения погрешности

$$\delta_{\max (-)} = 1 - \frac{\pi}{2n} \cdot \frac{1}{\sin \frac{\pi}{2n}} \approx -\frac{\pi^2}{24n^2}. \quad (11)$$

При усреднении за большое число периодов, если начальный фазовый сдвиг изменяется от 0 до π/n по равновероятному закону, оценки математического ожидания и дисперсии погрешности измерения среднего равны

$$M^* [\delta(\varphi_0)] = \int_0^{\frac{\pi}{n}} \delta(\varphi_0) f(\varphi_0) d\varphi_0; \quad (12)$$

$$D^* [\delta(\varphi_0)] = \int_0^{\frac{\pi}{n}} \delta^2(\varphi_0) f(\varphi_0) d\varphi_0. \quad (13)$$

где $f(\varphi_0) = \frac{n}{\pi}$ — плотность распределения начального фазового сдвига.

Подставляя значения $\delta(\varphi_0)$ из (9) в (12) и (13), получим

$$M^* [\delta(\varphi_0)] \approx \frac{1}{24} \left(\frac{\pi}{n} \right)^2; \quad (14)$$

$$D^* [\delta(\varphi_0)] \approx \frac{1}{720} \left(\frac{\pi}{n} \right)^2; \quad (15)$$

$$\sigma^* [\delta(\varphi_0)] \approx 0,04 \frac{\pi}{n}. \quad (16)$$

Такое усреднение дает значительное уменьшение погрешности измерения среднего значения сигнала. Например, при шести отсчетах за полпериода максимальная погрешность составляет 2,4%, при усреднении только за три полупериода — 0,3%, а при измерении за шесть полупериодов — 0,06%, т. е. снижается почти в 40 раз.

В том случае, когда частоты сигнала в опроса не кратны, но близки, и выполняется условие $\frac{\pi}{n+1} < y < \frac{\pi}{n}$, то приближенно можно принять,

что φ_0 изменяется линейно от 0 до $\frac{\pi}{n}$, и для оценки погрешности справедливо формулы (14) и (15).

При наличии динамической погрешности АЦП от изменения сигнала за время преобразования, и если при этом момент выдачи результата фиксирован, интервал выборки будет изменяться в зависимости от величины и скорости сигнала. Приближенно считаем, что сигнал за время преобразования $t_{пр}$ изменяется линейно, тогда

$$U_x = U_0 + k_x t,$$

где U_0 — значение сигнала в начале преобразования; U_x — текущее значение сигнала в момент t_x ; k_x — скорость сигнала в момент t_0 .

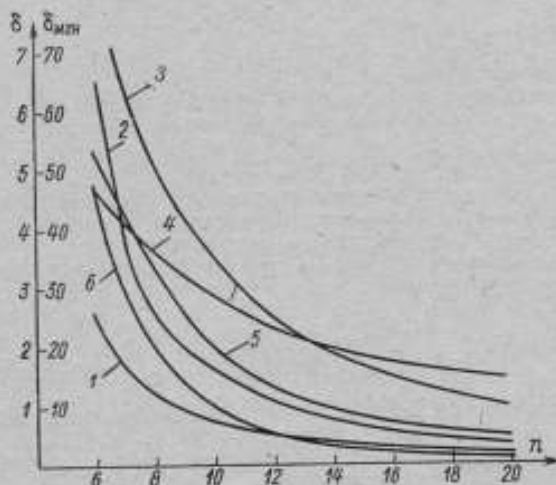
Для синусоиды $U_0 = U_m \sin \omega t_0$ имеем $k_x = U_m \omega \cos \omega t_0$.

При линейно изменяющемся компенсирующем напряжении (метод последовательного отсчета)

$$U_k = kt.$$

где $k = \frac{B}{t_{\text{пр}}}$ — крутизна компенсирующего напряжения; B — предел измерения. В момент компенсации $U_k = U_x$ или $kt_x = U_0 + k_x t_x$, откуда

$$t_x = \frac{U_0}{k - k_x} = \frac{U_0}{1 - \frac{k_x}{k}} \cdot \frac{1}{k}.$$



Зависимость погрешности измерения от числа отсчетов

1 — для среднего значения сигнала при отсутствии динамической погрешности и $\varphi_0 = 0$; 2 — для среднего значения сигнала при наличии динамической погрешности и $A = \frac{A_{\text{max}}}{2}$; 3 — то же при $A = A_{\text{max}}$; 4 — максимальное значение динамической погрешности при измерении мгновенного значения сигнала; 5 — для среднего квадратического значения сигнала при отсутствии динамической погрешности АЦП; 6 — то же при наличии погрешности

Запаздывание момента измерения по сравнению с управляющим импульсом начала опроса можно выразить через фазовый сдвиг измеряемого сигнала

$$\psi = t_x \omega = \frac{U_m}{B} \cdot \frac{\omega t_{\text{пр}} \sin ky}{1 - \frac{U_m}{B} \omega t_{\text{пр}} \cos ky} \quad (17)$$

или, обозначив

$$\frac{U_m}{B} t_{\text{пр}} \omega = A, \text{ получим } \psi = \frac{A \sin ky}{1 - A \cos ky}.$$

Очевидно, чтобы число отсчетов за период сигнала не зависело от скорости его изменения, необходимо $\Psi < y$. Тогда максимально возможное значение коэффициента A находим из выражения $\frac{d\Psi}{d(ky)} = 0$, откуда,

$$A_{\max} < \cos ky. \quad (18)$$

Или, подставив значение $A = A_{\max}$ из (18) в (17), найдем

$$\Psi_{\max} < \operatorname{ctg} ky < y. \quad (19)$$

Среднее значение сигнала при наличии динамической погрешности определяется выражением

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \sin(ky + \varphi_0 + \Psi), \quad (20)$$

где Ψ — находится из выражения (17).

Анализ показывает, что максимальная погрешность измерения среднего значения сигнала за полпериода при $\Psi \neq 0$ также имеет место при кратности частот сигнала и опроса, т. е. при $y = \frac{\pi}{n}$ и $\varphi_0 = 0$. На основании выражения (20) была рассчитана погрешность измерения среднего значения синусоидального сигнала в зависимости от числа измерений за полпериода n . Зависимость $\delta = f(n)$ представлена на рисунке.

Расчетная зависимость $\delta = f(n)$ при наличии динамической погрешности может быть аппроксимирована выражением

$$\delta \approx \frac{4}{n^2} \cdot \frac{A}{A_{\max}}. \quad (21)$$

Средняя квадратическая погрешность аппроксимации не превышает $\pm 10\%$ при изменении числа отсчетов в пределах $6 < n < 30$.

Среднее квадратическое значение синусоидального напряжения измеряется в соответствии с алгоритмом

$$U_{\text{с.к.}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} U_k^2}. \quad (22)$$

При измерении за полпериода имеем

$$U_{\text{с.к.}} = \frac{U_m}{n} \sum_{k=1}^{n-1} \sin^2(ky + \varphi_0). \quad (23)$$

При кратности частот сигнала и опроса, т. е. при $y = \frac{\pi}{n}$, после несложных преобразований получаем

$$U_{\text{с.к.}} = U_m \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sin^2 \varphi_0}{\frac{n}{2}} \right)}. \quad (24)$$

Погрешность измерения равна

$$\delta = 1 - \sqrt{1 - \frac{\sin^2 \varphi_0}{\frac{n}{2}}} \approx \frac{1}{n} \sin^2 \varphi_0. \quad (25)$$

Нетрудно показать, что максимум погрешности имеет место при $\varphi_0 = y$.
 Так как $y = \frac{\pi}{n}$, то

$$\delta = 1 - \sqrt{1 - \frac{2}{n} \sin^2 \frac{\delta}{2}}. \quad (26)$$

При малых значениях $\frac{\pi}{n}$ формулу (26) можно записать так:

$$\delta \approx \frac{\pi^2}{n^2}. \quad (27)$$

При усреднении за большое число периодов для φ_0 — равномерно распределенного от 0 до $\frac{\pi}{n}$ имеем $\delta \approx \frac{2}{3} \frac{\pi}{n^2}$. При наличии в аналого-цифровом преобразователе динамической погрешности измерение среднего квадратического значения сигнала сопровождается погрешностью

$$\delta = 1 - \sqrt{\frac{2}{n} \sum_{k=0}^n \sin^2 (ky + \psi)}.$$

Анализ показывает, что максимальное значение δ будет при $\varphi_0 = 0$ и $y = \frac{\pi}{n}$.

Аналитически зависимость δ от n можно аппроксимировать с погрешностью не более $\pm 10\%$ выражением

$$\delta \approx \frac{9,1}{n^2}.$$

Таким образом, требования к быстродействию аналого-цифровых преобразователей при использовании их в информационно-измерительных системах со статистической обработкой результатов измерения могут быть значительно снижены. Так, например, при измерении среднего значения за полпериода необходимое время преобразования, в зависимости от величины допустимой погрешности, может быть больше в 5—45 раз, а при измерении среднего квадратического в 8—18 раз, чем при одиночном измерении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рыжик И. М., Градштейн И. С. Таблицы интегралов, рядов, сумм и произведений. М., Гостехиздат, 1951, 315 с.
2. Венцель Е. С. Теория вероятностей. М., Физматгиз, 1962, 370 с.

Поступила в редакцию
 19/III 1974 г.

УДК 621.391.24.088

В. А. ЛЕВИДОВ, О. И. ТИХОНОВ, Г. П. ЦИВИРКО
 ВНИИМ

ОБ ОЦЕНКЕ ПОГРЕШНОСТИ ИНТЕГРО-ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ОТ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ПАРАМЕТРОВ

В измерительных преобразователях, в частности, в дифференцирующих и интегрирующих влияние неустойчивости их динамических параметров на результирующую погрешность обычно не учитывается. Однако оно может быть настолько велико, что погрешность увеличивается в несколько раз.

Передачная функция линейных преобразователей имеет вид

$$W(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_m p^m}{a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_n p^n} \quad (1)$$

С учётом неустойчивости коэффициентов a_i и b_j передачная функция будет

$$W(p) + \Delta W(p) = \frac{(b_0 + \Delta b_0) + (b_1 + \Delta b_1) p + \dots + (b_m + \Delta b_m) p^m}{(a_1 + \Delta a_1) p + (a_2 + \Delta a_2) p^2 + \dots + (a_n + \Delta a_n) p^n}$$

Средняя квадратическая погрешность измерительного преобразователя с учетом неустойчивости определяется формулой

$$\varepsilon^2(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W(j\omega) + \Delta W(j\omega) - B(j\omega)|^2 S_x(\omega) d\omega, \quad (2)$$

где $W(j\omega)$ — передачная функция преобразователя; $S_x(\omega)$ — спектральная плотность входного сигнала; $B(j\omega)$ — идеальная передачная функция интегрирующего или дифференцирующего преобразователя с учетом статического коэффициента передачи.

В случае интегрирующих преобразователей под знаком модуля вместо B стоит $1/j\omega$, в случае дифференцирующих — $j\omega$.

В связи с тем, что теоретическое вычисление ΔW [1] в большинстве случаев затруднительно или невозможно, предлагается методика экспериментального определения ΔW и ε^2 .

В ходе эксперимента наряду с усредненными частотными характеристиками $\bar{A}(\omega)$ и $\bar{\varphi}(\omega)$ преобразователя определяются дисперсии $\Delta A^2(\omega)$ и $\Delta \varphi^2(\omega)$.

Для этого экспериментально измеряются величины $A_i(\omega)$ и $\varphi_i(\omega)$ при $i = 1, 2, \dots, n$ частотных характеристик и вычисляются их квадратические отклонения

$$\begin{aligned} \Delta A_i^2(\omega) &= [A_i(\omega) - \bar{A}(\omega)]^2; \\ \Delta \varphi_i^2(\omega) &= [\varphi_i(\omega) - \bar{\varphi}(\omega)]^2. \end{aligned} \quad (3)$$

По полученным данным можно определить зависимости для $\Delta A^2(\omega)$ и $\Delta \varphi^2(\omega)$ в виде графиков или таблиц, а затем величины ΔW и ε^2 . В частности, для дифференцирующих преобразователей квадратическая погрешность будет

$$\begin{aligned} \varepsilon_d^2(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [|W_d(j\omega) - j\omega|^2 + \Delta A_d^2(\omega) + \\ &+ A_d(\omega) \omega \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_d\right) \Delta \varphi^2(\omega)] p_x(\omega) d\omega. \end{aligned} \quad (4)$$

Это выражение получается следующим образом: возьмем одну реализацию $A_d(\omega)$; $\varphi_d(\omega)$ и модуль $\varepsilon_d(\omega) = |W_d(j\omega) - j\omega|$, представляющий погрешность при номинальных значениях параметров дифференциатора. При появлении ΔA_d и $\Delta \varphi_d$ эта погрешность будет иметь вид

$$|\Delta W| = |\varepsilon_d(\omega) + \Delta \varepsilon(\omega)| = (A_d + \Delta A_d) e^{j(\varphi_d + \Delta \varphi_d)} - \omega e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (5)$$

Здесь $\omega e^{j\frac{\pi}{2}} = \omega \left(\cos \frac{\pi}{2} + j \sin \frac{\pi}{2} \right)$ вычисляется по формуле Эйлера.

Найдем квадрат модуля выражения (5)

$$\begin{aligned}
 |\varepsilon_d(\omega) + \Delta\varepsilon(\omega)|^2 &= A_d^2(\omega) + \omega^2 + 2A_d(\omega) \cos\left[\varphi_d(\omega) + \frac{\pi}{2}\right] + \\
 &+ 2\Delta A_d(\omega) \omega \cos\left[\varphi_d(\omega) + \Delta\varphi_d(\omega) + \frac{\pi}{2}\right] + \\
 &+ 2A_d(\omega) \omega \left\{ -\varphi_d(\omega) \sin\left[\varphi_d(\omega) + \frac{\pi}{2}\right] - \cos\left[\varphi_d(\omega) + \frac{\pi}{2}\right] \frac{\Delta\varphi_d^2(\omega)}{2!} + \dots \right\} \approx \\
 &\approx \varepsilon_d^2(\omega) + A_d^2(\omega) \Delta\varphi_d^2(\omega) \cos\left[\frac{\pi}{2} - \varphi_d(\omega)\right] + k(\Delta A_d, \Delta\varphi_d). \quad (6)
 \end{aligned}$$

Если взять усреднения $\Delta A_d(\omega)$ и $\Delta\varphi_d(\omega)$ по реализации, то линейная комбинация $k(\Delta A_d, \Delta\varphi_d)$ исчезает и получается

$$\begin{aligned}
 W_d(j\omega) + \Delta W_d(j\omega) - j\omega|^2 &= |\varepsilon(\omega) + \Delta\varepsilon(\omega)|^2 \approx |W_d(j\omega) - j\omega|^2 + \\
 &+ \Delta A_d(\omega) + A_d(\omega) \omega \cos\left[\frac{\pi}{2} - \varphi_d(\omega)\right] \Delta\varphi_d^2(\omega). \quad (7)
 \end{aligned}$$

Из выражения (4) выделим регулярную погрешность

$$\varepsilon_p(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |W_d(j\omega) - j\omega|^2 \rho_x(\omega) d\omega,$$

не зависящую от ΔW , и случайную составляющую, обусловленную нестабильностью динамических коэффициентов передаточной функции

$$\begin{aligned}
 \Delta\varepsilon^2(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \Delta A_d^2(\omega) - \bar{A}_d(\omega) \omega \cos\left[\frac{\pi}{2} - \bar{\varphi}(\omega)\right] \times \right. \\
 &\quad \left. \times \Delta\varphi^2(\omega) \right\} \rho_x(\omega) d\omega. \quad (8)
 \end{aligned}$$

Приведем пример определения $\Delta\varepsilon^2(\omega)$. Пусть на вход подан сигнал со спектральной плотностью $S_x(\omega) = B$ в диапазоне частот 0 — 300 Гц. При этом $\omega_i = 0, 100, 200$ и 300 рад/с;

ω_i , рад/с	A_{di} , В	φ_{di} , рад	A_{di}^2 , В ²	$\Delta\varphi_i$, рад ²
0	0	1,56	8	$1 \cdot 10^{-3}$
100	100	1,56	7	$2 \cdot 10^{-3}$
200	200	1,56	12	$2 \cdot 10^{-3}$
300	300	1,56	13	$2 \cdot 10^{-3}$

Интеграл (8) вычислим приближенным методом площадей, разбив его на три равных участка от 0 до 300 Гц. Площади отдельных участков находим по формуле трапеции

$$\Delta\varepsilon^2(\omega) = \frac{B}{2\pi} \int_0^{300} \left[\Delta A_d^2 + \bar{A}_d \omega \cos(1,57 - 1,56) \Delta\varphi^2 \right] d\omega \approx \frac{B}{2\pi} 22400 \text{ [В}^2\text{]}.$$

Мощность полезного сигнала

$$\rho = \frac{B}{2\pi} \int_0^{300} \omega^2 d\omega = \frac{B}{2\pi} 9 \cdot 10^4 \text{ (В}^2\text{)}.$$

Относительная погрешность составляет

$$\Delta \epsilon^* = \sqrt{\frac{\Delta \epsilon^2}{\rho}} = 3 \cdot 10^{-2}.$$

Таким образом, случайную составляющую результирующей погрешности $\Delta \epsilon^2(t)$ можно вычислить, не имея данных о нестабильности коэффициентов передаточной функции. Погрешность можно рассчитать по экспериментально определенной нестабильности фазовой и частотной характеристик.

ЛИТЕРАТУРА

Пеллинец В. С., Тихонов О. Н. Об оценке погрешности измерительных преобразователей от нестабильности параметров. — «Измерительная техника», 1968, № 9, с. 30—32.

Поступила в редакцию
19/III 1974 г.

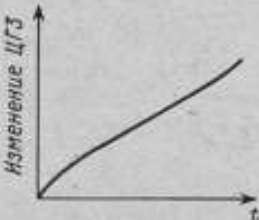
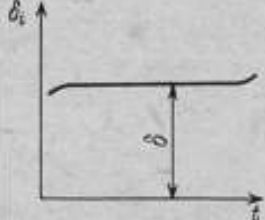
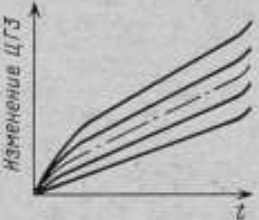
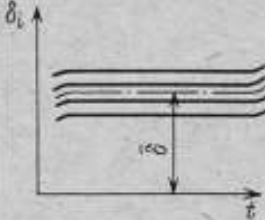
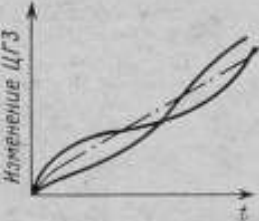
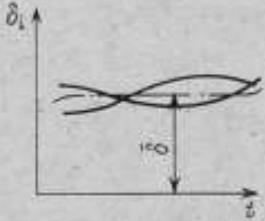

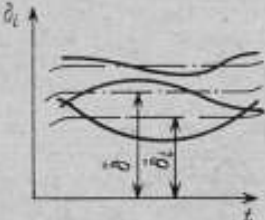
УДК 621.317-53

А. С. КУСТАРЕВ

ВНИИМ

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПРИ АВТОРЕГУЛИРОВАНИИ ПО ПРЕДЕЛЬНЫМ ОТКЛОНЕНИЯМ

Автоматическое регулирование с использованием измерительных систем, работающих по предельным отклонениям регулируемого параметра, широко применяется в технике. Однако такие вопросы, как обеспечение заданной зоны регулирования, влияние характеристик нерегулируемого процесса и учет погрешностей звеньев системы, еще недостаточно изучены [1, 2, 3]. В связи с этим при инженерном расчете приходится делать ряд допущений, обуславливающих большую погрешность определения параметров измерительной системы. Алгоритмы работы большинства систем автоматического регулирования (САР) строят, исходя из того, что входной параметр представляет нестационарную случайную последовательность. Измерительная система, входящая в САР, построенную по указанному алгоритму, состоит из первичного преобразователя и формирующего устройства, выдающего постоянный импульс регулирования, обрабатываемый исполнительным механизмом. К основным параметрам измерительной системы относятся: величина L настройки первичного преобразователя, импульс регулирования J и зона рассеивания Δ значений регулируемого параметра на выходе САР. Диаграмма изменения регулируемого параметра при наличии на входе САР исходного процесса с постоянной интенсивностью δ смещения центра группирования значений (ЦГЗ) представлена в таблице. Под интенсивностью изменения понимается смещение ЦГЗ за период между двумя последовательными значениями параметра. Ввиду одностороннего смещения ЦГЗ исходного процесса регулирование производится по одному пределу. Изменение параметра при регулировании не вызывает появления сигнала цепи обратной связи до тех пор, пока ЦГЗ не выйдет в зону его возможного появления. При появлении значения, превосходящего предельный размер L , установленный по первичному преобразователю, срабатывание цепи обратной связи вызывает смещение ЦГЗ на величину регулировочного импульса J . Для определения минимальной зоны рассеивания значений регу-

Тип процесса	Диаграмма изменения положения ЦГЗ	Диаграмма изменения интенсивности смещения ЦГЗ	Числовые характеристики цепи по часам
I			δ
II			$\bar{\delta}$ σ_{δ}^2
III			$\bar{\delta}$ $\kappa_{\delta}/\sigma_{\delta}$
IV			$\bar{\delta}$ $\kappa_{\delta}/\sigma_{\delta}$ σ_{δ}^2

лируемого параметра найдем возможное положение ЦГЗ этого параметра φ относительно заданного значения L . Для этого используем методику определения вероятности выхода ординат последовательности за заданный уровень [4]. Обозначим уровень через φ , а элемент случайной последовательности в произвольный момент λ — через x_{λ} (рис. 1). Ввиду того, что текущее значение φ_{λ} меняется дискретно на 2δ (вероятность получения последовательно

положительных и отрицательных значений принимается одинаковой), а возможность выхода ординат случайной последовательности появляется при $\Phi\lambda < 3\sigma_M$, запишем

$$\varphi_i = 3\sigma_M - 2i\delta, \quad (1)$$

где σ_M — среднее квадратическое отклонение мгновенного рассеивания значений регулируемого параметра; $i = \left[\frac{L - x_\lambda}{2\delta} \right] + 1$; $[x]$ — целая часть числа x . Вероятность невыхода ординат случайной последовательности за уровень L в i -й зоне с учетом (1) может быть представлена как

$$P(\varphi_i) = P(x_1 < 3\sigma_M - 2\delta; \dots; x_i < 4\sigma_M - 2i\delta). \quad (2)$$

Мгновенное рассеивание значений регулируемого параметра можно характеризовать как центрированную случайную последовательность, possessing стационарный нормальный характер. При этом можно корреляционную связь между ординатами случайной последовательности не учитывать. Используя интегральный закон распределения для независимых случайных величин и вводя приведенные значения переменных $\varphi^0 = \frac{\varphi}{6\sigma_M}$; $\delta^0 = \frac{\delta}{6\sigma_M}$; $x_i^0 = \frac{x_i}{6\sigma_M}$, после соответствующих математических преобразований выражение (2) запишем следующим образом:

$$P(\varphi_i^0) = \prod_{i=1}^{i} |0,5 + \Phi[6(0,5 - 2i\delta^0)]|, \quad (3)$$

где $\Phi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{1}{2}u^2} du$ — интегральная функция Лапласа.

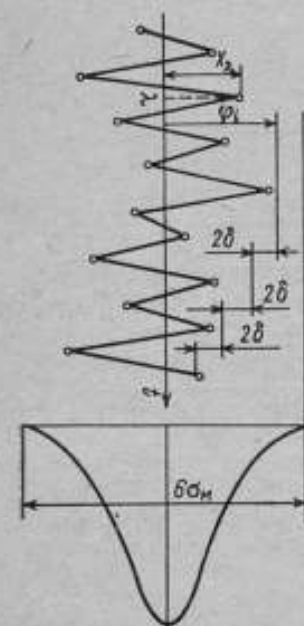


Рис. 1. Диаграмма изменения значений параметра при регулировании

ность изменения положения ЦГЗ лежит в пределах 0,01 — 0,1. Как показали исследования, интегральные законы распределения возможного положения ЦГЗ относительно сигнального размера для приведенной интенсивности имеют асимметричность, которая уменьшается при увеличении интенсивности. Проверка полученных распределений по критерию Колмогорова не опровергает гипотезу об их нормальности. Расчеты по формуле (3) показывают, что приведенное среднее квадратическое отклонение $k_{\sigma\varphi}$ растет с увеличением интенсивности, а математическое ожидание m_{φ} убывает, что соответствует реальному протеканию процесса. Результаты, рассчитанные и обработанные по формуле (3) и по способу наименьших квадратов, аппроксимируются выражениями

$$m_{\varphi^0} = 1,523 - 1,688 (\delta^0)^{0,06}; \quad (4)$$

$$k_{\sigma\varphi^0} = 0,0684 + 1,547 (\delta^0)^{0,25}. \quad (5)$$

Согласно условию устойчивого регулирования необходимо, чтобы в момент отработки сигнала импульс регулирования был не меньше величины смещения ЦГЗ параметра за период, прошедший со времени предыдущей обработки. Ввиду того, что математическое ожидание смещения ЦГЗ относительно сигнала равно нулю, согласно приведенному выше выводу, равно m_{Φ} , вероятность $P_{\text{мф}}$ появления значений параметра выше сигнала, т. е. значений, вызывающих импульс регулирования, равна

$$P_{\text{мф}} = 0,5 - \Phi\left(\frac{m_{\Phi}}{\sigma}\right) = 0,5 - \Phi(6m_{\Phi})$$

или с учетом выражения (4)

$$P_{\text{мф}} = 0,5 - \Phi[9,138 - 10,13(\delta^0)^{0,05}] \quad (6)$$

Если бы все последовательные значения регулируемого параметра вызвали появление импульса регулирования, то его минимальное значение равнялось бы δ^0 . Но так как из общего количества последовательных значений, принимаемых за единицу, только $P_{\text{мф}}$ значений участвуют в смещении ЦГЗ, минимальный импульс регулирования в этом случае равен

$$J_{\text{мин}}^0 = \frac{1}{P_{\text{мф}}} \delta^0 = x \delta^0 \quad (7)$$

где с учетом (6)

$$x = \frac{1}{P_{\text{мф}}} = \frac{1}{0,5 - \Phi[9,138 - 10,13(\delta^0)^{0,05}]} \quad (8)$$

Анализ результатов расчета по формуле (7) показывает, что при изменении приведенного значения интенсивности смещения ЦГЗ от 0,01 до 0,1 минимальное приведенное значение импульса регулирования изменяется от 0,071 до 0,227. Зона рассеивания значений параметра Δ при регулировании может быть представлена в следующем виде:

$$\Delta = 6\sigma_y + m_y \quad (9)$$

где σ_y — среднее квадратическое отклонение случайной составляющей рассеивания значений регулируемого параметра; m_y — разброс значений параметра, обусловленный систематической составляющей смещения ЦГЗ. Среднее квадратическое отклонение σ_y составляет

$$\sigma_y = (\sigma_m^2 + \sigma_{\Phi}^2)^{0,5} \quad (10)$$

где σ_{Φ} — среднее квадратическое отклонение случайного рассеивания положения ЦГЗ регулируемого параметра относительно сигнала. Учитывая дискретный характер процессов регулирования и измерения значений регулируемого параметра после отработки импульса регулирования, систематическую составляющую изменения положения ЦГЗ можно представить в виде

$$m_y = J - \delta \quad (11)$$

Значение минимальной зоны рассеивания регулируемого параметра при подстановке выражений (10) и (11) в (9) с учетом (7) определяется по формуле

$$\Delta_{\text{мин}}^0 = (1 + k_{\text{ср}}^2)^{0,5} + \delta^0(x - 1) \quad (12)$$

После подстановки выражения (5) и соответствующих преобразований (12) принимает вид

$$\Delta_{\text{мин}}^0 = [1,005 + 0,212(\delta^0)^{0,25} + 2,394(\delta^0)^{0,5}]^{0,5} - \delta^0(x - 1) \quad (13)$$

где коэффициент x определяется по формуле (8).

Согласно расчетам по формуле (13), при увеличении приведенного значения интенсивности от 0,01 до 0,1 минимальная зона рассеивания увеличивается на 20%. Приведенное значение параметра настройки первичного преобразователя определяется из выражения

$$L = L_3 - 3 (\sigma_m^2 + \sigma_\varphi^2)^{0,5} + m_\varphi. \quad (14)$$

где L_3 — предельное значение параметра, заданное при регулировании.

После подстановки выражений (4) и (5) в (14) с приведенными значениями величин и выполнения соответствующих преобразований находим

$$L^0 = L_3 - 0,5 [1,005 + 0,212 (\delta^0)^{0,25} + 2,394 (\delta^0)^{0,5}]^{0,5} - 1,688 (\delta^0)^{0,05} + 1,523. \quad (15)$$

Полученные выше формулы применимы для случая, когда смещение ЦГЗ регулируемого параметра может быть представлено прямой линией. Такой характер изменения регулируемого параметра имеет место в системах «размерного» регулирования при механической обработке изделий на станках, а также при определенных условиях и в других САР. Например, при отклонении геометрических размеров изменения свойств материала интенсивность изменения положения ЦГЗ может оказаться постоянной для одного режущего инструмента, но переменной для группы инструментов. Распределение отклонений интенсивности, как показали измерения в условиях массового производства, подчиняется нормальному закону. Анализ распределения ЦГЗ входных процессов для различных САР показывает, что значительное количество распределений ЦГЗ может быть отнесено к одному из представленных в таблице типов процессов. Числовыми характеристиками распределения ЦГЗ II типа являются математическое ожидание интенсивности изменения положения ЦГЗ регулируемого параметра $\bar{\delta}$ и дисперсия отклонения интенсивности от математического ожидания σ_δ^2 . Диаграмма изменения значений параметра при регулировании аналогична в основном представленной на рис. 1. Различие заключается в том, что случайные отклонения интенсивности изменения положения ЦГЗ, обусловленные, например, изменением условий регулирования, оказывают влияние на изменение зоны рассеивания положения ЦГЗ на границе сигнального размера. Следует отметить, что максимальное значение этой зоны появляется при максимальной интенсивности, т. е. величина этой зоны всегда превышает величины зон, обусловленные другими значениями интенсивности. Поэтому можно считать, что приведенная зона рассеивания положений центров группирования на границе сигнального размера зависит от максимального значения интенсивности, т. е.

$$k_{\sigma\varphi} = f(\delta_{\max}^0) = f(\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta}). \quad (16)$$

где

$$k_{\sigma\delta} = \frac{\sigma_\delta}{\sigma_m}.$$

Приведенное значение минимального импульса регулирования по аналогии с (7) равно

$$J_{\min}^0 = (\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta}) x, \quad (17)$$

где в соответствии с (8)

$$x = \frac{1}{0,5 - \Phi[9,138 - 10,13(\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,05}]} \quad (18)$$

Зона рассеивания значений регулируемого параметра определяется также по формуле (9), но первый член формулы в этом случае включает два слагае-

ных. Первое из них, характеризующее отклонение полученных значений в сигнальной зоне, равно $0,5 (1 + k_{\sigma\phi}^2)^{0,5}$, а второе учитывает влияние разброса интенсивностей. Тогда формула (9) принимает вид

$$\Delta_{\min}^0 = 0,5 [k_{\sigma\delta}x + (1 + k_{\sigma\phi}^2)^{0,5} + (1 + k_{\sigma\delta}^2 + k_{\sigma\phi}^2)^{0,5}] + \delta^0 (x - 1), \quad (19)$$

или, с учетом (5), (16) и (17),

$$\begin{aligned} \Delta_{\min}^0 = & 0,5 [k_{\sigma\delta}x + [1,005 + 0,212 (\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,25} + \\ & + 2,394 (\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,5}]^{0,5} + [1,005 + 0,212 (\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,25} + \\ & + 2,394 (\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,5} + k_{\sigma\delta}^2]^{0,5}] + \bar{\delta}^0 (x - 1). \end{aligned} \quad (20)$$

Расчеты по формуле (20) показывают, что с увеличением приведенного значения интенсивности изменения положения центра группирования значений от 0,01 до 0,1 приведенная минимальная зона рассеивания значений регулируемого параметра возрастает на 31,4%. Кроме того, при постоянном значении приведенной интенсивности с увеличением приведенной зоны рассеивания интенсивности происходит увеличение приведенной зоны рассеивания значений регулируемого параметра. Приведенное значение параметра настройки определяется для II типа процессов по формуле, аналогичной (14) с учетом условия (16). Математическое ожидание положения ЦГЗ относительно параметра настройки определяется также математическим ожиданием распределения интенсивности, и формула (14) в этом случае принимает вид

$$\begin{aligned} L^0 = & L_3^0 - 0,5 [1,005 + 0,212 (\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,25} + \\ & + 2,394 (\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,5}]^{0,5} - 1,688 (\bar{\delta}^0)^{0,05} + 1,523. \end{aligned} \quad (21)$$

При наличии распределения ЦГЗ регулируемого параметра III типа определение параметров измерительной системы САР производится в зависимости от математического ожидания интенсивности смещения ЦГЗ и зоны рассеивания ЦГЗ интенсивностей. В случае $\bar{\delta} \gg 2\sigma_\delta$ при усреднении результатов регулирования формулы расчета параметров измерительной системы аналогичны формулам, используемым при II типе распределения ЦГЗ. Приведенные значения минимального импульса регулирования, (17), минимальной зоны регулирования и сигнального размера определяются соответственно по формулам (17), (20) и (21). В случае $\bar{\delta} \leq 3\sigma_\delta$ текущая интенсивность может принимать различные значения как по величине, так и по знаку. Наличие отрицательных значений интенсивности существенно влияет на величину зоны рассеивания значений регулируемого параметра. Анализ процесса изменения положения ЦГЗ при наличии отрицательных значений интенсивности показывает, что в интервале $t_2 - t_1$ значения ЦГЗ получают отрицательное смещение (a_δ). В результате этого в области отрицательных значений интенсивности зона рассеивания значений параметра, регулируемого по одному пределу, увеличивается на участке $t_2 - t_1$. Следует указать, что интервал отрицательных значений $t_2 - t_1$ и реализации отрицательных значений интенсивности представляют случайные величины. Исходя из этого, будем определять вероятное максимальное значение отклонения a_δ как произведение среднего значения интервала времени пребывания интенсивности в области отрицательных значений $\Delta t_{\text{ср}}$ на среднее значение интенсивности изменения положения ЦГЗ в отрицательной области $\delta_{\text{отр}}$, т. е.

$$a_\delta = \Delta t_{\text{ср}} \delta_{\text{отр}}.$$

Для определения среднего значения $\Delta t_{\text{ср}}$ воспользуемся формулой для сред-

ней длительности выброса случайной функции за заданный уровень [4]

$$\Delta t_{\text{ср}} = \pi \frac{\sigma_{\delta}}{\sigma_v} e^{\frac{1}{2} \frac{\bar{\delta}^2}{\sigma_{\delta}^2}} \left[1 - \Phi \left(\frac{\bar{\delta}}{\sigma_{\delta}} \right) \right].$$

Здесь σ_v — среднее квадратическое отклонение скорости изменения ординаты случайной функции δ ;

$$\sigma_v = \sqrt{-\frac{d}{d\tau^2} k_{\delta}(\tau) |_{\tau=0}}$$

где $k_{\delta}(\tau)$ — автокорреляционная функция случайной функции δ . Автокорреляционная функция случайного процесса изменения интенсивности с достаточной степенью точности аппроксимируется выражением

$$k_{\delta}(\tau) = \sigma_{\delta}^2 e^{-\alpha |\tau|} (1 + \alpha |\tau|),$$

где α — постоянный коэффициент.

За среднюю интенсивность изменения положения ЦГЗ в области отрицательных значений принимаем половину его максимального значения разности

$$\delta_{\text{отр}} = 0,5 (3\sigma_{\delta} - \bar{\delta}).$$

После подстановки соответствующих значений получаем выражение для приведенного значения вероятного максимального отклонения a_{δ}

$$a_{\delta}^0 = \frac{\pi}{2\alpha} (0,5k_{\delta\delta} -$$

$$- \bar{\delta}^0) e^{\frac{18}{k_{\delta\delta}} \left(\frac{\bar{\delta}^0}{k_{\delta\delta}} \right)^2} \left[1 - \Phi \left(\frac{6\bar{\delta}^0}{k_{\delta\delta}} \right) \right].$$

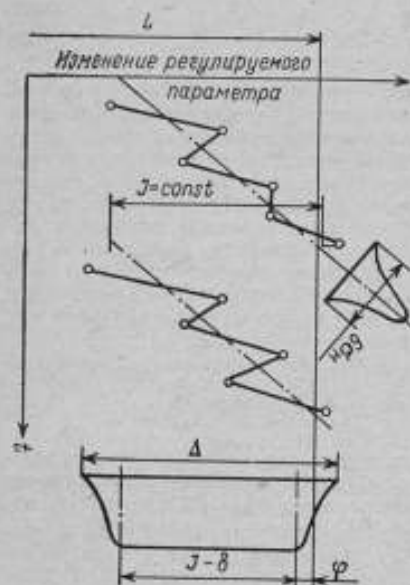


Рис. 2 Диаграмма смещения сигнала относительно значений регулируемого параметра

Приведенную минимальную зону рассеивания значений регулируемого параметра в этом случае можно представить в виде

$$\Delta_{\text{min}}^0 = 0,5 (1 + k_{\sigma\sigma}^2)^{0,5} + 0,5 (1 + k_{\sigma\sigma}^2 + k_{\delta\delta}^2)^{0,5} + x (\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\delta\delta}) + a_{\delta}^0. \quad (22)$$

Член $k_{\delta\delta}^2$ в формуле (22) при минимальном значении интенсивности стремится к нулю. Как видно из сравнения распределений значений на границах регулирования (рис. 2), при процессе III типа возможны реализации как положительных, так и отрицательных значений интенсивности. Так как максимальная зона рассеивания значений регулируемого параметра соответствует максимальным значениям интенсивности, то при расчете по формуле (22) необходимо учесть добавочную величину l . При учете этой величины к значению минимальной приведенной зоны рассеивания значений необходимо прибавить выражение

$$0,5 (1 + k_{\sigma\sigma}^2)^{0,5} - m_{\varphi} - 0,5 (1 + k_{\sigma\sigma}^2 |_{\delta=0})^{0,5} + m_{\varphi} |_{\delta=0}.$$

После соответствующих подстановок формула (22) для приведенной минимальной зоны рассеивания значений получит вид

$$\Delta_{\min}^0 = x(0,5k_{\sigma\delta} + \bar{\delta}^0) + \frac{\pi}{2\alpha}(0,5k_{\sigma\delta} - \bar{\delta}^0)\epsilon^{18} \left(\frac{\bar{\delta}^0}{k_{\sigma\delta}}\right)^2 \times \\ \times \left[1 - \Phi\left(\frac{6\delta_0}{k_{\sigma\delta}}\right)\right] + 0,5 [1,005 + 0,212(0,5k_{\sigma\delta} + \bar{\delta}^0)^{0,25} + \\ + 2,394(0,5k_{\sigma\delta} + \bar{\delta}^0)^{0,5}]^{0,5} + 1,688(\bar{\delta}^0)^{0,05} - 0,771. \quad (23)$$

Для сокращения зоны рассеивания значений параметров при наличии процесса III типа и $\delta_0 < 0,5 k_{\sigma\delta}$ применяют метод регулирования по двум пределам. Распределение значений параметров для этого случая изображено на рис. 3, в. Приведенная минимальная зона рассеивания значений параметров при регулировании по двум пределам равна

$$\Delta_{\min}^0 = 0,5(1 + k_{\sigma\varphi_1}^2)^{0,5} + J_{\min}^0 - \bar{\delta}^0 + 0,5(1 + k_{\sigma\varphi_1}^2 + k_{\sigma\delta}^2)^{0,5} + \\ + 0,5(1 + k_{\sigma\varphi_2}^2)^{0,5} - m_{\varphi_1}.$$

Необходимо отметить, что при определении $k_{\sigma\varphi_1}$ и m_{φ_1} в качестве максимального значения $\bar{\delta}_0$ необходимо брать значение $0,5 k_{\sigma\delta} - \bar{\delta}_0$, так как оно представляет собой приведенную интенсивность в направлении границы L_2 . На основании приведенных выше положений после соответствующих преобразований формула получает вид

$$\Delta_{\min}^0 = 0,5 \{xk_{\sigma\delta} + [1,005 + 0,212(\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,25} + \\ + 2,394(\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,5}]^{0,5} + [1,005 + 0,212(\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,25} + \\ + 2,394(\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,5} + k_{\sigma\delta}^2]^{0,5} + [1,005 + 0,212(0,5k_{\sigma\delta} - \bar{\delta}^0)^{0,25} + \\ + 2,394(0,5k_{\sigma\delta} - \bar{\delta}^0)^{0,5}]^{0,5} + 1,688(0,5k_{\sigma\delta} - \bar{\delta}^0)^{0,05} + \\ + \bar{\delta}^0(x-1) - 1,523. \quad (24)$$

Коэффициент x определяется для этого случая по формуле (18), а приведенное значение минимального импульса регулирования — по формуле (17).

Верхнее приведенное значение параметра настройки L_1^0 может рассчитываться по формуле (21). Нижнее значение этого параметра L_2^0 определяется из выражения

$$L_2^0 = L_3^0 - 0,5 \left[(1 + k_{\sigma\varphi}^2)^{0,5} + (1 + k_{\sigma\varphi}^2 + k_{\sigma\delta}^2)^{0,5} + xk_{\sigma\delta} \right] - \bar{\delta}^0(x-1).$$

Второй член правой части уравнения соответствует правой части формулы (20), поэтому можно записать

$$L_2^0 = L_3^0 - 0,5 \{k_{\sigma\delta}x + [1,005 + 0,212(\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,25} + \\ + 2,394[(\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,5}]^{0,5} + [1,005 + 0,212(\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,25} + \\ + 2,394(\bar{\delta}^0 + 0,5k_{\sigma\delta})^{0,5} + k_{\sigma\delta}^2]^{0,5}] - \bar{\delta}^0(x-1). \quad (25)$$

Расчеты по формуле (24) показывают, что с изменением приведенного значения интенсивности смещения ЦГЗ до 0,1 приведенная минимальная зона рассеивания регулируемого параметра увеличивается на 79%. Применение двухпределного регулирования при наличии процесса III типа и $\bar{\delta}^0 \leq 0,5 k_{\sigma\delta}$

целесообразно, если приведенная минимальная зона рассеивания параметра, регулируемого по двум пределам $\Delta_{2 \min}^0$ меньше, чем при регулировании по одному $\Delta_{1 \min}^0$. Из выражений (24) и (23) получаем условие применения двух-предельного регулирования

$$\alpha < \alpha_{кр}, \quad (26)$$

где $\alpha_{кр}$ — критическое значение коэффициента α , при котором зона рассеивания значений параметров, регулируемых по одному пределу, равна зоне рассеивания значений, полученной при регулировании по двум пределам. Величина $\alpha_{кр}$ определяется выражением

$$\alpha_{кр} = \left\{ \frac{\pi}{2} (0,5k_{\sigma\delta} - \bar{\delta}^0) e^{18 \left(\frac{\bar{\delta}^0}{k_{\sigma\delta}} \right)^2} \left[1 - \Phi \left(\frac{6\bar{\delta}^0}{k_{\sigma\delta}} \right) \right] \right\} : \{ 0,5 [1,005 + 0,212 \times \\ \times (0,5k_{\sigma\delta} + \bar{\delta}^0)^{0,25} + 2,394 (0,5k_{\sigma\delta} + \bar{\delta}^0)^{0,5} + k_{\sigma\delta}^2]^{0,5} + \\ + 0,5 [1,005 + 0,212 (0,5k_{\sigma\delta} - \bar{\delta}^0)^{0,25} + 2,394 (0,5k_{\sigma\delta} - \bar{\delta}^0)^{0,5}]^{0,5} + \\ + 1,688 [(0,5k_{\sigma\delta} - \bar{\delta}^0)^{0,05} - (\bar{\delta}^0)^{0,05}] - \bar{\delta}^0 - 0,752 \}.$$

При малых приведенных значениях математического ожидания интенсивностей $\bar{\delta}_0 = 0,01$ и $\alpha \geq 0,1$ целесообразно применять регулирование по одному пределу. Это относится к значениям $k_{\sigma\delta} \bar{\delta}_0 \geq 2,8$. При значениях, меньших 2,8, критическое значение коэффициента α увеличивается до 0,2. При средних приведенных значениях математического ожидания интенсивности ($\bar{\delta}_0 = 0,05$) и изменении $k_{\sigma\delta} \bar{\delta}_0$ от 2 до 5 критическое значение коэффициента α уменьшается от 0,4 до 0,2. При максимальных приведенных значениях математического ожидания интенсивности ($\bar{\delta}_0 = 0,1$) и изменении $k_{\sigma\delta} \bar{\delta}_0$ от 2,4 до 5 критическое значение коэффициента α изменяется в диапазоне от 0,7 до 0,4, следовательно большинство процессов требует регулирования по двум пределам. При наличии на входе САР процесса IV типа параметры измерительной системы определяются для двух случаев:

1) величина математического ожидания интенсивности большей половины общей зоны рассеивания интенсивностей, т. е.

$$\bar{\delta}^0 > 3 (\sigma_{\delta}^2 + \sigma_{\delta}^2)^{0,5},$$

2) величина математического ожидания интенсивности меньшей половины общей зоны рассеивания интенсивностей, т. е.

$$\bar{\delta}^0 < 3 (\sigma_{\delta}^2 + \sigma_{\delta}^2)^{0,5}.$$

В первом случае расчет минимальной приведенной зоны рассеивания значений регулируемого параметра производится по формулам, используемым для расчета параметров процесса II типа, но с учетом характеристик процесса IV типа. Суммарная приведенная зона рассеивания равна

$$k_{\delta \text{ сумм}} = (k_{\sigma\delta}^2 + k_{\sigma\delta}^2)^{0,5},$$

где $k_{\sigma\delta} = \frac{\bar{\sigma}_{\delta}}{\sigma_m}$ — приведенное значение зоны рассеивания математических

ожиданий случайных реализаций процесса. Если обозначить $\frac{k_{\sigma\delta}}{k_{\sigma\delta}} = b$, то

$$k_{\delta \text{ сумм}} = ck_{\sigma\delta},$$

$$c = (b^2 + 1)^{0,5}.$$

где

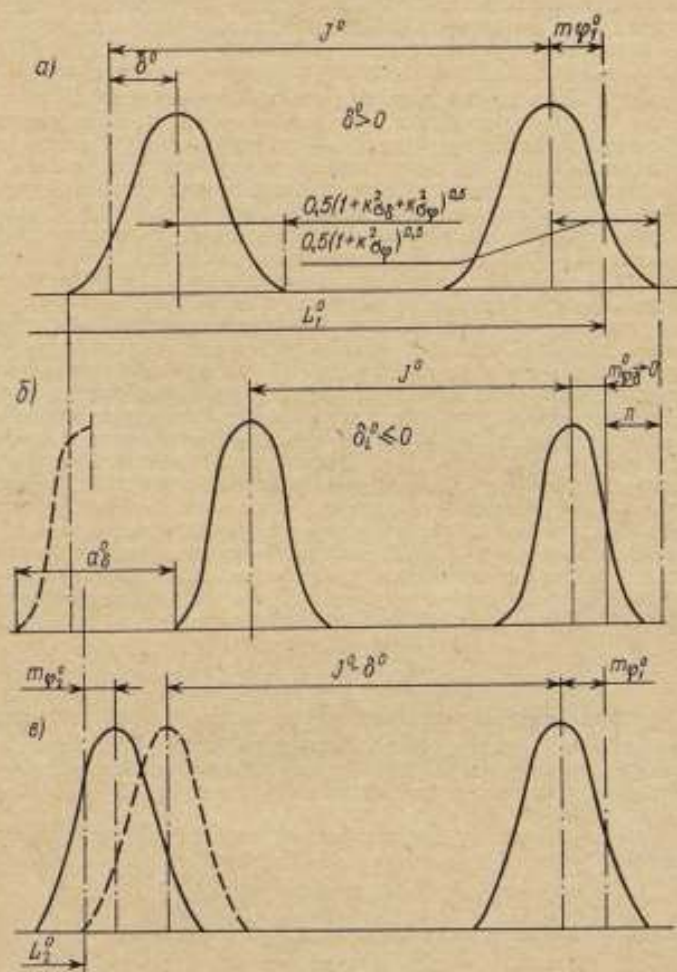


Рис. 3 Распределение значений регулируемого параметра на границах регулирования: а — при положительных значениях интенсивности и однопредельном регулировании; б — при отрицательных реализациях интенсивности и однопредельном регулировании; в — при отрицательных реализациях интенсивности и двухпредельном регулировании

При $\delta > 0.5 (k_{\sigma\delta}^2 + k_{\sigma_0}^2)^{0.5}$ или $ck_{\sigma\delta} < 2\delta_0$ параметры измерительной системы определяются с помощью выражения (27); величина приведенной минимальной зоны рассеивания значений параметра, регулируемого по одному пределу, определяется по формуле (20); приведенное значение сигнального размера для настройки первичного преобразователя — по формуле (21) и приведенное значение импульса регулирования — по формуле (17). При $ck_{\sigma\delta} > 2\delta_0$ параметры измерительной системы определяются также с учетом выражения (27), но приведенная минимальная зона рассеивания значений при регулировании по одному пределу — по формуле (23). При двухпредельном регулировании приведенная минимальная зона рассеивания определяется по формуле (24); верхний приведенный размер настройки первичного преобразователя по формуле (21), нижний — по формуле (25). Приведенный минимальный импульс регулирования определяется, исходя из условия устойчивости, как в случае однопредельного, так и двухпредельного регулирования по формуле (17). В качестве критерия целесообразности двухпредельного регулирования используется условие (26).

При выводе формул для параметров измерительной системы собственные погрешности звеньев САР принимались достаточно малыми и не учитывались. При больших значениях погрешностей звеньев необходимо учитывать их влияние на параметры измерительной системы. При расчете параметров системы вредные воздействия на ее звенья могут быть представлены случайными функциями. Будем эти функции считать стационарными и центрированными. При расчете параметров САР влияние помех на звенья обратной связи можно не учитывать, но при этом в качестве исходной системы необходимо взять преобразованную систему, у которой мгновенная составляющая рассеивания значений регулируемого параметра имеет также нулевое математическое ожидание, а дисперсия равна сумме дисперсии мгновенной составляющей рассеивания значений параметра действительной системы и суммарного воздействия помех на звенья цепи обратной связи, приведенных к выходу САР. В этом случае

$$(\sigma'_m)^2 = \sigma_m^2 + \sigma_{\Sigma n}^2,$$

где σ'_m — среднее квадратическое отклонение мгновенной составляющей рассеивания значений регулируемого параметра преобразованной системы; $\sigma_{\Sigma n}$ — среднее квадратическое отклонение рассеивания значений регулируемого параметра, обусловленного погрешностью звеньев САР цепи обратной связи.

После соответствующих преобразований последняя формула может быть представлена в виде

$$\sigma'_m = \sigma_m \gamma.$$

Коэффициент γ определяется из выражения

$$\gamma = (1 + k_{\sigma_{\Sigma n}}^2)^{0.5}, \quad (28)$$

где $k_{\sigma_{\Sigma n}}$ — приведенная зона рассеивания значений регулируемого параметра, обусловленная погрешностью звеньев цепи обратной связи $k_{\sigma_{\Sigma n}} = \frac{\sigma_{\Sigma n}}{\sigma_m}$.

Для САР с известными погрешностями звеньев цепи обратной связи

$$\sigma_{\Sigma n} = (\sigma_n^2 + \sigma_p^2)^{0.5},$$

где σ_n — среднее квадратическое отклонение погрешности измерительной системы; σ_p — среднее квадратическое отклонение погрешности исполнительного органа САР.

Методика расчета параметров измерительной системы при известных характеристиках ($\bar{\delta}$, σ_{δ} , c , α , σ_M) исходного процесса и погрешностях звеньев САР (σ_M , σ_p) заключается в следующем:

1) по формуле (28) определяется коэффициент γ и рассчитываются приведенные значения характеристик исходной системы:

$$\bar{\delta}^0 = \frac{\bar{\delta}}{6\sigma_M\gamma}; \quad k_{\sigma\delta} = \frac{\sigma_{\delta}}{\sigma_M\gamma};$$

2) в зависимости от типа исходного процесса, по формуле (8) или (18) определяется коэффициент x , а затем рассчитываются приведенные значения параметров системы измерения (J_{min}^0 , Δ_{min}^0 , L_0);

3) определяются параметры системы измерения САР

$$\Delta_{min} = \Delta_{min}^0 \cdot 6\sigma_M\gamma;$$

$$J_{min} = J_{min}^0 \cdot 6\sigma_M\gamma;$$

$$L = L^0 \cdot 6\sigma_M\gamma;$$

4) при заданном поле регулирования A проверяют выполнение условия $\Delta_{min} < A$. При невыполнении этого условия необходимо применить другую измерительную систему — с повышенной точностью звеньев или с другим алгоритмом регулирования, обеспечивающим более высокую точность регулирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Березин С. Я. Расчет систем автоматического регулирования, Л., Судпромгиз, 1962, 217 с.
2. Кузин Л. Т. Расчет и проектирование дискретных систем управления, М., Машгиз, 1962, 340 с.
3. Лифшиц Н. А., Пугачев В. Н. Вероятностный анализ систем автоматического управления, М., «Советское радио», 1963, 352 с.
4. Тихонов В. И. Выбросы случайных процессов, М., «Наука», 1970, 183 с.

Поступила в редакцию
29/IV 1974 г.

III. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И ОЦЕНКА ИХ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

УДК 621.391.273.087.6

В. Н. МЕРКУРЬЕВ, А. Д. ПЕНЕК, В. П. ПИАСТРО
ВНИИМ

УСТРОЙСТВА ИНДИКАЦИИ И РЕГИСТРАЦИИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ ИНФРАЗВУКОВЫХ КОРРЕЛОМЕТРОВ

Последняя стадия корреляционных измерений — вывод результатов — оказывает существенное влияние на схемное и конструктивное построение коррелометра. Вычисленная корреляционная функция выводится на индикаторные приборы либо регистрируется в виде графика или таблицы в определенном интервале относительного сдвига τ с помощью самопишущих, цифropечатающих или перфорирующих устройств. Выбор тех или иных средств индикации и регистрации корреляционных функций определяется, в первую очередь, целью корреляционного анализа, т. е. назначением коррелометра и условиями использования результатов корреляционных измерений.

В коррелометрах, обрабатывающих случайные процессы, зарегистрированные на различных носителях (магнитная лента, диаграммная бумага, кинолента, теневой график, перфокарты) результаты вычислений регистрируются самопишущими или цифropечатающими устройствами. Целесообразно также применение перфорирующих устройств, если результаты корреляционного анализа должны быть использованы в качестве исходных данных для универсальных ЭЦВМ.

В коррелометрах экспресс-анализа с непосредственным вводом данных обычно предусматриваются встроенные показывающие приборы (электронно-лучевая трубка, цифровое табло, стрелочный прибор) либо результаты в процессе и по окончании измерений выводятся на внешний электронный осциллограф или цифровой вольтметр. Для документирования и проверки результатов экспресс-анализа в коррелометрах этого вида также могут применяться регистрирующие устройства, при этом одновременно регистрируются и исследуемые случайные сигналы.

Иногда выбор средств индикации результата зависит от метода вычисления корреляционной функции. Так, например, в некоторых знаковосчетательных коррелометрах применяются электромеханические счетчики импульсов [1], а в электронном коррелометре [2], определяющем первые шесть коэффициентов разложения корреляционной функции в ряд Лагерра, используется специальная приставка — синтезатор корреляционных функций — для автоматического построения графика $R(\tau)$ на экране осциллографа.

Использование аналоговых или цифровых средств индикации и регистрации результата обычно связано с типом применяемого арифметического

устройства, хотя в некоторых коррелометрах предусмотрен вывод результатов и в аналоговой, и в цифровой форме.

Включение какого-либо регистрирующего прибора требует соответствующего построения выходных цепей коррелометра (включения согласующих звеньев, усилителей). В свою очередь, в некоторых приборах регистрирующие устройства используются и как функциональные элементы вычислительного устройства, например, для задания относительной временной задержки случайных сигналов (в коррелометре КА-2 [3]).

В коррелометрах инфранизкочастотного диапазона в качестве устройств индикации результата обычно используют встроенную электронно-лучевую трубку (ЭЛТ) или внешний осциллограф, стрелочный прибор, цифровое табло (на индикаторных декатронах, на индикаторных лампах типа ИН, на неоновых лампах типа ТН, на светодиодах), электромеханические счетчики.

Для регистрации результатов анализа здесь используются самописцы, шлейфные осциллографы, цифрочатающие машинки, перфораторы.

Электронный осциллограф является наиболее удобным средством индикации результатов корреляционных измерений вследствие широкого распространения этих приборов, простоты обращения, возможности визуального наблюдения промежуточных и окончательных результатов измерений. При соответствующей калибровке он может использоваться не только для качественных, но и для количественных оценок значений $R(\tau)$. Электронный осциллограф может применяться в комплекте с коррелометрами, вычисляющими непосредственно корреляционную функцию [4], функцию знаковой корреляции [3], коэффициенты разложения корреляционной функции в ряд по полиномам Лагера [2]. Кроме того, он является незаменимым индикаторным прибором при разделении сигналов по форме [5]. Осциллограф можно применять совместно с многоканальным цифровым коррелометром, однако в этом случае необходимо обеспечить вывод результатов измерений в аналоговой форме.

Применение электронного осциллографа или встроенной электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) в многоканальных коррелометрах экспресс-анализа значительно улучшает эксплуатационные качества аппаратуры. Визуальное наблюдение кривой $R(\tau)$, ее характерных точек непосредственно в процессе измерений позволяет оператору достаточно быстро и точно оценить интервал корреляции исследуемых процессов и соответственно выбрать максимальное значение приборной задержки. В зависимости от характера изменений оценки корреляционной функции в процессе измерений можно ограничить и длительность анализа, необходимую для получения оценки $R(\tau)$. При использовании коррелометра в качестве анализирующего звена ИИС визуализация корреляционной функции в процессе измерений позволяет принимать оперативные решения о корректировке эксперимента непосредственно в ходе его проведения.

Выходные блоки коррелометров обычно содержат буферные согласующие устройства для подключения внешних приборов.

В 100-канальном коррелометре-спектроанализаторе инфразвукового диапазона [6] осциллограф подключается к блоку накопления ординат корреляционной функции через выходной эмиттерный повторитель на полевом транзисторе. Все 100 емкостей блока накопления последовательно подключаются коммутатором ко входу этого эмиттерного повторителя и на экране осциллографа в течение каждого цикла наблюдается кривая $R(\tau)$, точки которой получены непосредственно за время, истекшее от начала измерений. По этому изображению можно качественно оценить изменение оценки корреляционной функции от цикла к циклу.

100-точечный цифро-аналоговый коррелометр фирмы «Принстон эпплайд рಿಸёрч» [4], выполняющий корреляционный анализ сигналов в реальном масштабе времени, выводит результаты на осциллограф или другое внешнее устройство через буферный усилитель. Кроме последовательного вывода 100 точек корреляционной функции путем считывания с запоминающих емкостей, в приборе предусмотрено сглаживание выходного сигнала, благодаря чему 100 дискретных значений корреляционной функции могут быть

трансформированы в непрерывную кривую. Получение непрерывной кривой особенно целесообразно при наблюдении сложных корреляционных функций, так как в этом случае облегчается интерполяция результатов измерений. Встроенные ЭЛТ для индикации результатов корреляционного анализа применяются пока значительно реже, чем осциллографы. Примененная в 100-точечном коррелометре «Модель 3721А» фирмы «Паккард» ЭЛТ служит для индикации формы и точного отсчета значений 100 точек, аппроксимирующих корреляционную функцию. По окончании измерений прибор одновременно с изображением корреляционной функции на экране ЭЛТ автоматически выдает пределы измерений по осям прямоугольного экрана трубки. В автоматическом цифровом коррелометре параллельно-последовательного действия [7], блок-схема устройства вывода которого показана на рис. 1, также применяется ЭЛТ.

Вывод результатов на ЭЛТ осуществляется как во время измерений, так и после их окончания.

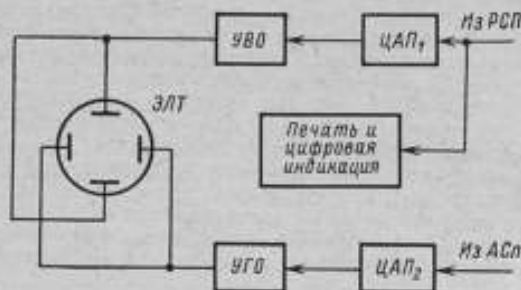


Рис. 1 Блок-схема устройства вывода автоматического* цифрового коррелометра параллельно-последовательного действия

Сигналы от адресного счетчика АСП через цифро-аналоговый преобразователь ЦАП2 и усилитель горизонтального отклонения УГО выполняют горизонтальную развертку изображения, а с выхода реверсивного сумматора произведений РСП через ЦАП1 подаются сигналы на усилитель вертикального отклонения УВО.

На ЭЛТ можно просматривать и входные случайные сигналы. Для этого на АСП подаются тактовые импульсы со схемы пересчета, а входной сигнал подается непосредственно на УВО. Индикация результатов измерений встроеными в аппаратуру стрелочными приборами получила в аналоговых и цифро-аналоговых коррелометрах широкое распространение — большее, чем индикация осциллографом. Обычно, наряду с использованием стрелочного индикатора, в коррелометрах предусматривается вывод результатов на самописец. Поэтому функции стрелочного прибора состоят в точном измерении ординат вычисленной корреляционной функции, форма которой регистрируется другим устройством. Кроме того, тот же стрелочный прибор может использоваться для контроля режимов различных функциональных цепей коррелометра. Известно применение стрелочного прибора и в качестве коррелометра вероятности совпадения отрицательных знаков сигналов $X(t)$ и $Y(t + \tau)$ определяется стрелочным прибором путем текущего интегрирования и усреднения. Шкала прибора градуирована в значениях нормированной функции корреляции, а угол поворота стрелки пропорционален вероятности P_{-} .

В 100-канальном коррелометре-спектроанализаторе [6] стрелочный прибор используется только для автоматической индикации результатов

в режиме «Чтение $R(\tau)$ ». В этом режиме стрелочный прибор подключается к выходу эмиттерного повторителя с высоким входным сопротивлением (порядка 5 мОм); применение эмиттерного повторителя позволяет уменьшить разряд емкостей блока накопления ординат корреляционной функции через стрелочный прибор. Коммутатор последовательно подключает каждую емкость через эмиттерный повторитель к стрелочному прибору. Результаты последовательного спектрального анализа (Фурье-преобразованием корреляционной функции) выводятся на этот же стрелочный прибор.

Индикация результатов корреляционного анализа в цифровой форме применяется в коррелометрах с цифровыми арифметическими устройствами и

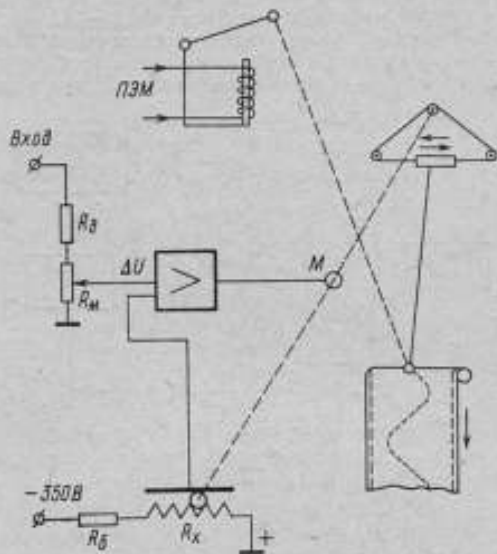


Рис. 2. Схема регистрирующего устройства с использованием потенциометра ЭПП — 09

выполняется цифровыми табло на декартонах, индикаторных лампах, неоновых лампах, светодиодах. Декатроны и индикаторные лампы обычно включаются как многодекадные пересчетные схемы и индицируют на своих экранах результат измерений в десятичной системе счисления. Декатронное устройство вывода результатов, примененное в цифровом электронном устройстве для автоматического вычисления коэффициентов корреляции [8], состоит из логической схемы (ЛС) и трех последовательно включенных индикаторных декартонов. По окончании вычислений в зависимости от знака результата, записанного в сумматоре, ЛС настраивает реверсивный сумматор на сложение или вычитание. Вывод результата состоит в пересчете декартонами импульсов, поступающих из устройства управления и заполняющих сумматор, и прекращается по сигналу ЛС устройства вывода результатов. Результат представляется на экранах декартонов трехразрядным десятичным числом и может быть зарегистрирован внешним печатающим устройством, подключаемым к коррелометру.

В описанном устройстве декартоны являются индикаторами, на которые последовательно выводятся результаты вычисления очередной точки корреляционной функции. В двадцатиканальном коррелометре [9] каждый канал содержит четырехдекадный счетчик-накопитель на декартонах, который од-

одновременно выполняет реверсивный счет импульсов и индицирует результат в десятичной форме. На счетчике положительное значение корреляционной функции представляется числом $0000 < N \leq 5000$, а отрицательное — числом $9999 > N > 5000$, при этом величина отрицательного числа определяется как $-|10000 - N|$. Каждый из двадцати счетчиков имеет аналоговый выход, напряжение с которого можно поочередно вывести на осциллограф или самописец.

Цифровая индикация на индикаторных лампах типа ИН вычисленных значений корреляционной функции применяется в автоматическом цифровом коррелометре [7]. В коррелометре-спектроанализаторе [6] лампы типа ИН используются для фиксирования номера выводимой на встроенный стрелочный прибор или внешний цифровой вольтметр ВК7—10А ординаты корреляционной функции. Оператор может остановить процесс вывода результата на стрелочный прибор при любом номере ординаты $R(\tau)$, а затем продолжить вывод со следующего номера. Применение неоновых ламп типа ТН и свето-

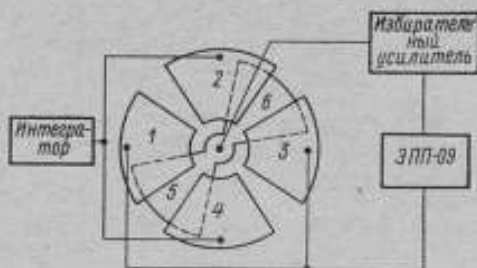


Рис. 3 Включение узлов блока интегрирования и регистрации коррелометра НК — 200

диодов позволяет строить простые блоки индикации результатов с представлением информации в двоичной форме. В квазимультимпликативном коррелометре параллельно-последовательного действия [10], определяющем одновременно дисперсию и пять точек корреляционной функции, результат накапливается шестью семнадцатизначными двоичными счетчиками, к триггерам которых через согласующие сопротивления подключены светодиоды СД—9. Индикацию знака выполняет светодиод, подключенный к соответствующему плечу триггера знака результата.

В качестве устройств регистрации результатов корреляционного анализа наиболее часто используются самописцы, что объясняется наглядностью представления результата в виде графика $R(\tau)$ в прямоугольной системе координат, простотой согласования самописца с коррелометром и тем, что аналоговые коррелометры появились и развивались раньше цифровых. Запись коррелограммы на диаграммной бумажной ленте при известных масштабах по осям координат позволяет достаточно точно определять не только вид, но и значения корреляционной функции в фиксированных точках и использовать коррелограмму как исходный материал для дальнейшей математической обработки. Такая возможность реализована в электронном анализаторе случайных процессов ЭАСП—С [16], вычисляющем авто- и взаимные корреляционные функции и спектральную плотность мощности стационарных случайных процессов. Результат корреляционных измерений самописцем устройства вывода регистрируется на бумажной ленте в виде отдельных точек $R(\tau)$, которые от руки соединяются сплошной линией. Полученная кривая используется для вычисления спектра мощности Фурье-преобразованием корреляционной функции. График спектра мощности, также в виде отдельных точек, печатается самописцем на бумажной ленте.

Для регистрации отдельных точек кривой $R(\tau)$ при фиксированных значениях задержки $\tau = k\Delta t$ можно использовать схему регистрирующего устройства на базе потенциометра ЭПП-09 [11] (см. рис. 2).

Сигнал на вход регистрирующего устройства поступает с выхода интегрирующего блока коррелометра. Электродвигатель M , управляемый напряжением ΔU разности сигналов с потенциометра R_M и реостата R_x , вращаясь, перемещает перо самописца и движок реостата R_x таким образом, что сигнал ΔU уменьшается. В это время перо самописца контактирует с бумагой не имеет. По окончании процесса вычисления очередного значения $R(\tau)$ устройство автоматического управления выдает сигнал на печатающий электромагнит ПЭМ, приводящий перо в соприкосновение с бумагой. Напечатанная при этом точка удалена от условной оси на расстояние, пропорциональное вычисленному значению $R(\tau)$; совокупность таких точек дает изображение функции в прямоугольной системе координат. Масштаб по оси ординат определяется через известные передаточные коэффициенты устройства прибора и устанавливается сопротивлениями R_D и R_M . Масштаб по аргументу τ вводится оператором до начала работы, исходя из требований к определяемой корреляционной функции.

Функции самописцев, применяемых в устройствах вывода результатов коррелометров, не ограничиваются только регистрацией точек коррелограммы.

Более совершенная схема включения самописца, использованная в коррелометре НК-200 [12], позволяет снизить погрешность интегрирования до 1% за счет измерения напряжения на интеграторе компенсационным методом. Схема включения узлов блока интегрирования и регистрации результатов приведена на рис. 3.

Интегратор, представляющий собой RC -цепь, соединен с самописцем ЭПП-209 через емкостный коммутатор, входное сопротивление которого равно 10000 мОм. Емкостный коммутатор состоит из угольного токоъемника, ротора с двумя пластинами 5 и 6 и четырех пар статорных пластин, соединенных в два звена, на одно из которых $2-4$ подается напряжение с выхода RC -интегратора, а на другое $1-3$ — компенсирующее напряжение с реохорда обратной связи самописца. Таким образом, емкостный коммутатор служит нуль-органом следящей системы самописца, преобразует постоянное напряжение интегратора в переменное с частотой 50 Гц, амплитуда которого зависит от величины напряжения между статорными пластинами, а фаза — от его полярности и положения, с которого ротор начинает свое вращение (фаза устанавливается и проверяется с помощью контрольного напряжения). Напряжение с выхода емкостного коммутатора поступает на избирательный усилитель, настроенный на частоту 50 Гц, и далее на самописец. После регистрации очередной точки подается сигнал на протяжку бумаги, сброс интегратора и начало вычисления следующей точки корреляционной функции.

Описанные выше коррелометры, результаты вычислений которых регистрируются самописцами, определяют одновременно только одну статистическую характеристику — корреляционную функцию и записывают ее в виде коррелограммы. В отличие от них анализатор теневых графиков АТГ (в) [13], работающий в комплексе с АВМ и вычисляющий одновременно три характеристики, содержит в блоке регистрации два самописца. В то время как один из них записывает корреляционную функцию, вычисляемую по 100 и более точкам, другой записывает две кривые распределения, каждая из которых вычисляется по 50 точкам. Запись результатов в виде графика корреляционной функции можно выполнять и шлейфным осциллографом. Шлейфные осциллографы и как часть регистраторов коррелометров низкочастотного диапазона применяются значительно реже, чем самописцы. Однако использование широкой фотобумажной ленты типа УФ, не требующей химического проявления и позволяющей записывать одновременно несколько процессов, наличие высокочувствительных гальванометров, работающих в широком частотном диапазоне, выполнение записи электронным лучом вместо пера, закрепленного на механическом узле самописца — способствует широкому применению шлейфных осциллографов при корреляционной

обработке инфранизочастотных случайных процессов. Многолучевой шлейфный осциллограф особенно удобно использовать совместно с коррелометром экспресс-анализа, вычисляющим корреляционные функции случайных сигналов, поступающих непосредственно от преобразователей. В этом случае можно одновременно регистрировать исследуемые случайные процессы $X(t)$ и $Y(t)$ и их взаимную корреляционную функцию $R_{xy}(\tau)$. Впоследствии записи исходных случайных процессов могут быть использованы для дальнейшей обработки универсальными статистическими анализаторами или вычислительными машинами.

Многолучевой шлейфный осциллограф типа Н-115, используемый в качестве регистрирующего устройства коррелометра — спектроанализатора [6], подключается к нему через блок согласования. Последний содержит четыре однотипных согласующих

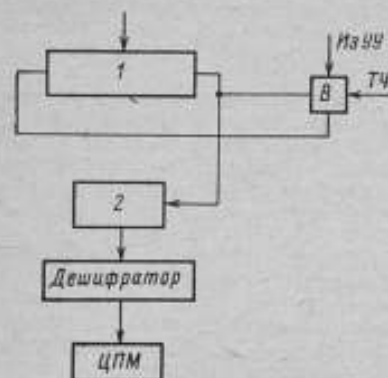


Рис. 4. Устройство вывода дискретной измерительной системы ДИКС

устройства (СУ), каждое из которых представляет собой трехкаскадный транзисторный усилитель постоянного тока, работающий совместно с одним гальванометром осциллографа. СУ обеспечивает регулировку амплитуды выходного сигнала и совмещение нулевой точки гальванометра, подключенного к СУ, с нулевой точкой гальванометра при закороченном входе. Помимо регистрации случайных процессов и их корреляционной функции, на ленте шлейфного осциллографа синхронно наносится координатная сетка в виде продольных линий с шагом 2 мм, и отметки времени через интервалы 2,0; 0,2; 0,02 и 0,002 с. Блоки регистрации результатов, содержащие самописец или шлейфный осциллограф, применяются в аналоговых коррелометрах и в цифровых коррелометрах, имеющих аналоговый коррелометр. Результаты измерений коррелометрах выводятся на цифровой регистратор. Обычно же в цифровых регистрируются посредством цифрпечатающих или перфорирующих устройств. Вывод на цифрпечать выполняется электрическими пишущими машинками или устройствами динамической печати. Примером использования электрической пишущей машинки для печати таблицы результатов вычислений в десятичной форме может служить выводное устройство дискретной измерительной системы (ДИКС) [14]. Схема устройства вывода ДИКС представлена на рис. 4. По сигналу устройства управления УУ, проходящему через вентиль В, результаты вычислений, поступающие из арифметического устройства АУ в двоичный счетчик 1, передаются в двоично-десятичный счетчик 2, а затем через диодный дешифратор — на электрическую пишущую машинку. Пишущая машинка модернизирована и печатает результат в виде таблицы трехразрядных десятичных чисел со скоростью три числа в секунду. Существенное повышение скорости корреляционного анализа, выполняемого цифровыми коррелометрами, требует увеличения скорости вывода результатов. Модернизированная ЦПМ, примененная в системе ДИКС, обеспечивает вывод трех чисел в секунду, хотя на вычисление одной точки корреляционной функции затрачивается примерно 0,05 с. Отличие скоростей вычисления и регистрации результатов посредством ЦПМ становится еще больше при использовании многоканального цифрового коррелометра. Скорость печати результатов можно увеличить путем применения быстрореагирующих устройств динамической печати, обеспечивающих параллельный вывод информации. Оцифрованный печатающий барабан устройства выдает в систему управления импульсы синхронизации, представляющие каждую цифру фазовым кодом. В качестве дешифратора для устрой-

ства динамической печати в работе [15] предлагается использовать многоустойчивые элементы, представляющие выводимую информацию в фазо-импульсном коде. Блок-схема цифрорпечатающего механизма с дешифратором на многоустойчивых элементах показана на рис. 5.

Импульсная последовательность, представляющая выводимую информацию, поступает на счетчик-дешифратор, в разрядах которого происходит соответствующее изменение фазы импульсной последовательности, и далее по сигналу устройства управления — на схемы совпадения. Устройство управления, связанное со счетчиком и схемами совпадения, детектирует синхронные пары импульсов разрядов счетчика и импульсов, поступающих с цифрорпечатающего механизма ЦПМ. При этом на исполнительные схемы поступает команда, и ЦПМ печатает соответствующую цифру. Счетчики на многоустойчивых элементах в устройствах вывода экономичнее дешифраторов на двоичных элементах, особенно при счете многоазрядных чисел. Для вывода результатов корреляционных измерений, накопленных в аналоговой форме, на цифрорпечатающий механизм со счетчиком на многоустойчивых элементах достаточно на входе системы, показанной на рис. 5, включить преобразователь напряжения в импульсную последовательность, в которой число импульсов пропорционально значению аналогового напряжения.

Каждое из описанных средств индикации и регистрации результатов корреляционного анализа с наибольшей эффективностью может быть применено при вполне определенных условиях. Применение нескольких видов индикаторных и регистрирующих приборов снижает требования к условиям эксплуатации коррелометров, поэтому обычно коррелометр снабжается несколькими устройствами вывода результатов. Так, коррелометр НК-200 [12] наряду с самописцем снабжен и стрелочным индикатором. Коррелометр-спектроанализатор [6] выводит результаты на электронный осциллограф, стрелочный прибор, цифровой вольтметр и шлейфный осциллограф. Автоматический цифровой коррелятор параллельно-последовательного действия [7] обеспечивает вывод результатов на ЭЛТ, цифровое табло на лампах ИН-1, цифрорпечатающую машинку ЦПМ-3 и перфоратор ПЛ-20. Применение перфоратора позволяет подготавливать результаты корреляционных измерений к использованию в универсальных ЭЦВМ.

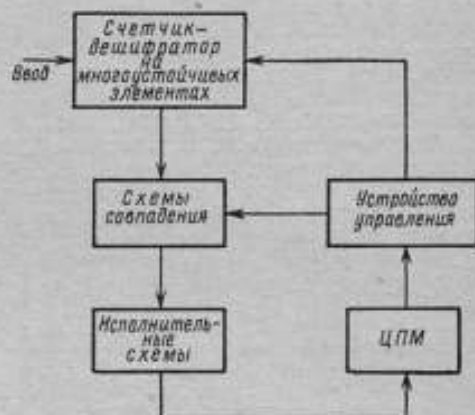


Рис. 5. Цифрорпечатающий механизм с дешифратором на многоустойчивых элементах

ЛИТЕРАТУРА

1. Домарацкий А. Н., Синицын Б. С. Автоматические корреляторы непрерывного и дискретного действия. — Сб. «Аналоговая и аналого-цифровая вычислительная техника», М., «Машиностроение», 1965, с. 162—169.
2. Егоров И. С. Электронный коррелятор. — «Труды координационных совещаний по гидротехнике», вып. 51, Л., Изд. ВНИИГ, 1968, с. 224—230.
3. Новиков А. К. Корреляционные измерения в корабельной акустике. Л., «Судостроение», 1971, 256 с.

4. Любау Б. Корреляционный анализ сигналов, выполняемый в реальном масштабе времени. — «Электроника», 1966, № 22, с. 23—31.
5. Самойлов А. И. Электронный коррелятор для разделения сигналов по форме. — «Электросвязь», 1965, № 8, с. 39—47.
6. Колтик Е. Д., Коровкин Е. И., Пиастро В. П. и др. Измеритель спектральной плотности. Авт. свид. № 293215 — «Бюллетень изобретений», 1971, № 5, 27 с.
7. Андреев В. Н., Веселова Г. П., Грибанов Ю. И. Автоматический цифровой коррелятор параллельно-последовательного действия с непосредственным вводом. — «ПНТ и ПО», № 9—68—741/76, М., ГОСИНТИ, 1968, 30 с.
8. Грибанов Ю. И., Дереза С. С., Андреев В. Н. Цифровое электронное устройство для автоматического вычисления коэффициента корреляции. — «ПНТ и ПО», № 18—67—293/33, М., ГОСИНТИ, 1967, 27 с.
9. Грибанов Ю. И., Веселова Г. П., Андреев В. Н. Автоматические цифровые корреляторы. М., «Энергия», 1971, 240 с.
10. Колтик Е. Д., Коровкин Е. И., Пиастро В. П. и др. Устройство для корреляционных измерений. Авт. свид. № 247633 — «Бюллетень изобретений», 1969, № 22, с. 14—15.
11. Сокольников Н. И. Автоматический коррелятор. — «ПНТ и ПО», № 11—60—25/2, М., ГОСИНТИ, 1960, с. 3—19.
12. Солодовников В. В., Матвеев П. С., Вальденберг Н. И. и др. Вычислительная техника в применении для статистических исследований и расчетов систем автоматического управления. М., Машгиз, 1963, 167 с.
13. Брусенцов П. В. Приборы для записи и анализа статистических данных. Метод теневых графика. М., «Энергия», 1969, 80 с.
14. Домарацкий А. И., Сивичи Б. С. Устройство вывода дискретной корреляционной системы. — «ПНТ и ПО», № 30—63—515/14, М., ГОСИНТИ, 1963, 21 с.
15. Сидоренко В. В., Чижов Е. Х. Регистрация случайных процессов с помощью цифрового устройства на многоустойчивых элементах. — «Труды метрологических институтов СССР», вып. 126 (186), М.—Л., Изд-во стандартов, 1971, с. 156—163.
16. Барткус Т. И., Чикис И. И., Лапинис Ф. П. Специализированная электронная вычислительная машина для корреляционного и спектрального анализа визуальных и магнитных записей случайных процессов. — «Автоматика и телемеханика», 1963, № 6, с. 850—856.

Поступила в редакцию
19/III 1974 г.

УДК 621.391.31.012

Л. И. ДОВБЕТА, Г. И. МАКСИМОВА

ВНИИМ

ОЦЕНКА РАБОЧЕГО ДИАПАЗОНА СИГНАЛОВ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ИХ ПО МНОГОЖИЛЬНЫМ КАБЕЛЯМ

Передача сигналов по многожильным кабелям связана с необходимостью выбора их параметров в зависимости от характеристик кабельных цепей. В свою очередь параметры линии связи определяются параметрами сигналов, подлежащих передаче. Важнейшим обобщенным параметром сигнала в измерительной цепи является его рабочий (динамический) диапазон D , предельная оценка которого производится следующим образом:

$$D = 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{\min}} \text{ [дБ]} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{\max}}{P_{\min}} \text{ (Нп)}, \quad (1)$$

где P_{\max} — наибольшая мощность сигнала; P_{\min} — наименьшая мощность

сигнала, при которой обеспечивается требуемая точность передачи (пороговое значение мощности). Как правило, $P_{\min} = (2-7) P_n$, где P_n — уровень помех (шумов) в данной цепи. Уровень шумов в цепи определяется как внешними помехами, так и взаимными влияниями соседних цепей кабеля. Таким образом, величины P_{\max} и P_{\min} оказываются взаимосвязанными, а линия связи однозначно характеризуется значением D .

В общем случае расчет взаимных влияний в кабельной линии связи достаточно сложен [1], так как требует знания всех характеристик сигналов цепей, а также первичных параметров влияния и передачи кабеля. Однако, как правило, проектировщики измерительной системы такими сведениями не располагают. В ТУ приводится лишь один вторичный параметр влияния — защищенность цепи A_3 на одной частоте, да и то лишь для кабелей связи. Однако в измерительных системах большей частью применяются сигнальные кабели, параметры которых не нормируются. Передача сигналов измерительной информации ведется, как правило, по многим цепям кабеля в диапазоне частот от 0 до нескольких сот килогерц. В этих условиях большое значение приобретает предварительная оценка параметров линии связи с учетом типа кабеля.

Защищенность кабельной цепи в технике связи определяют как разность уровней сигнала и помехи в рассматриваемой точке

$$A_3 = p_c - p_n = \frac{1}{2} \ln \frac{P_c}{P_n} \text{ (Нп)}, \quad (2)$$

Таким образом, значение A_3 определяет и допустимый динамический диапазон сигнала в данной цепи $A_3 \approx D$.

При проектировании линии связи необходимо учитывать влияние ее на соседние цепи на входе приемного устройства. Это влияние характеризуется величиной переходного затухания A_I [1]

$$A_I = A_3 + (p_{10} - p_{20}) + \alpha_2 l \text{ (Нп)}, \quad (3)$$

где p_{10} , p_{20} — уровень сигнала во влияющей и подверженной влиянию цепи соответственно; l — длина линии; α_2 — коэффициент затухания цепи, подверженной влиянию. При предварительном расчете параметров уровня передачи в разных цепях следует принимать разными ($p_{10} = p_{20}$), тогда

$$A_I = A_3 + \alpha_2 l \text{ (Нп)}, \quad (4)$$

и защищенность составит

$$A_3 = A_I - \alpha_2 l \text{ (Нп)}. \quad (5)$$

При наличии n одинаковых цепей в кабеле с одинаковыми уровнями сигналов в каждой

$$A_{3n} = A_I - \alpha_2 l - \frac{1}{2} \ln n \text{ (Нп)}. \quad (6)$$

При значительной длине линии связи может возникнуть необходимость в промежуточном усилении сигналов. В технике связи оно осуществляется при затухании сигнала $\alpha l > 1$, 6 Нп. При большом числе усилительных участков m

$$A_3 = A_I - \alpha_2 l - \frac{1}{2} \ln n - \frac{1}{2} \ln m = A_I - \alpha_2 l - \frac{1}{2} \ln nm \text{ (Нп)}. \quad (7)$$

Для кабеля со смешанным составом цепей A_I может значительно различаться для каждой из них.

Мощность помехи в подверженной влиянию цепи для пары цепей составит $P_n = P_0 e^{-2A_I}$, где P_0 — мощность сигнала в начале влияющей цепи; A_I — переходное затухание для данной пары цепей на дальнем конце. Зна-

чение переходного затухания удобно приводить для $l = 1$ км. В том случае, если линия связи имеет другую длину, пересчет можно вести по формуле

$$A_l = A - \frac{1}{2} \ln \frac{l \text{ (км)}}{1 \text{ (км)}} = A - \frac{1}{2} \ln l \text{ (Нп)}. \quad (8)$$

При k типах цепей, предполагая аддитивность помех, получим (при r цепях каждого типа)

$$P_n = \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^r P_{0ij} e^{-2A_{ijn}}, \quad (9)$$

где P_n — мощность перекрестной помехи в подверженной влиянию цепи; P_{0ij} — мощность сигнала в начале i -й влияющей цепи j -го типа; A_{ijn} — переходное затухание между i -й влияющей цепью j -го типа и подверженной цепью, приведенное к длине 1 км.

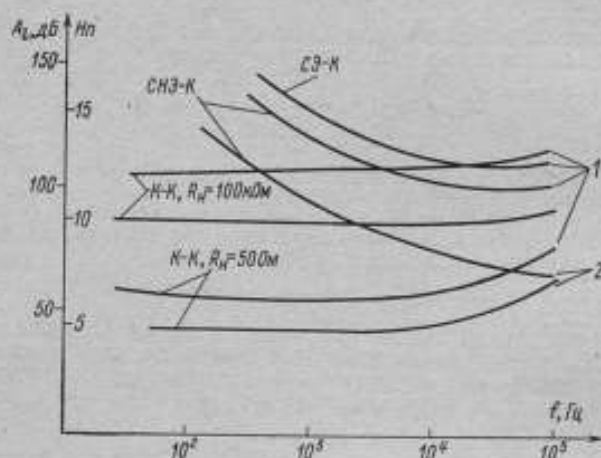


Рис. 1. Характеристики переходного затухания для кабель-тросов типов
1 — ТКК-59; 2 — КТФ-К

Если при предварительном выборе кабеля нет данных об уровнях входных сигналов цепей, то целесообразно значения P_{0ij} принимать равными между собой. Тогда защищенность подверженной влиянию цепи будет

$$A_n = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{0n} e^{-\alpha_{подв} l}}{\sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^r P_{0ij} e^{-2A_{ijn}}} = \frac{1}{2} \ln \frac{e^{-\alpha_{подв} l}}{l \sum_{j=1}^k \sum_{i=1}^r e^{-2A_{ijn}}} \text{ (Нп)}. \quad (10)$$

где P_{0n} — мощность сигнала в начале цепи; $\alpha_{подв}$ — коэффициент передачи. Коэффициент затухания α зависит от типа кабеля и частотного диапазона сигнала и определяется для симметричных конструкций по формуле

$$\alpha = \omega \sqrt{LC} \sqrt{\frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}} - \frac{1}{2}} \text{ (Нп/км)}, \quad (11)$$

где R, L, C — первичные электрические параметры цепи кабеля. В диапазоне частот до 2 кГц эта формула обеспечивает точность оценки не более 1%, для 2—50 кГц — не более 0,5%, для 50—200 кГц — не более 0,05%.

Значение A_0 , вычисленное по формуле (10) и необходимое для предварительного выбора типа кабеля, является приближенным, но достаточным для практических целей. Дальнейшее уточнение A_0 возможно при наличии данных параметров сигналов цепей в линии связи, их уровней и частотных диапазонов.

Значение переходного затухания A_1 для данного типа кабеля можно оценить с достаточной для практики точностью при условии использования известных характеристик типовых цепей.

На рис. 1 и 2 приведены результаты измерений $A_1 = f(\omega)$ для основных кабельных цепей в диапазоне 20 — 10⁵ Гц. Измерения производились на ка-

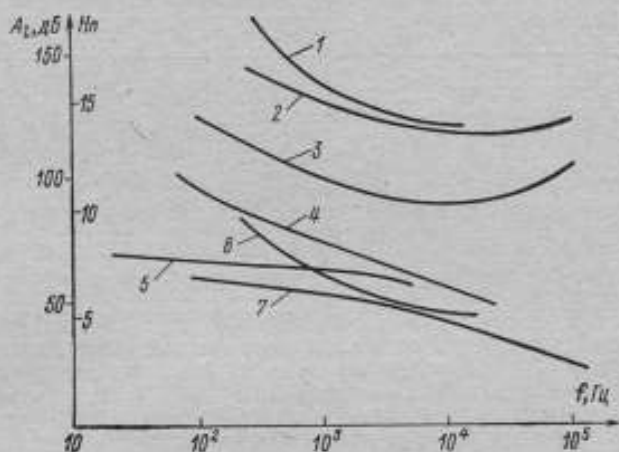


Рис. 2. Характеристики переходного затухания для кабелей марок

1 — КШЭГ-60 (спЭ — спЭ); 2 — ТКК-59 (сЭ — сК);
 3 — ТКК-59 (ск — сК); 4 — ТКК-59 (снЭ — снЭ); 5 —
 МЭРШН-100 (нЭ — нЭ); 6 — КШЭГ-60 (ншЭ — ншЭ);
 7 — КТЭШ-4 (нЭ — нЭ)

белях типов ТКК-59, КТФК-К, МЭРШН-100, КШЭГ-60, КТЭШ-4 при длине их в несколько сот метров. Значения переходного затухания получены для различных цепей: симметричной экранированной, симметричной неэкранированной, симметричной попарноэкранированной, коаксиальной. Кроме экранирования, в указанных кабелях для снижения взаимных влияний применяется повивная и парная скрутка, оказывающие воздействие на первичные параметры передачи и коэффициент α . К сожалению, данные о скрутке приводятся в ТУ не для всех кабелей. Значения A_1 на рис. 1, 2 приведены к длине 1 км. Взаимная помехозащищенность в рассматриваемом диапазоне частот зависит от нагрузок в передающем и приемном концах линии. Так как длина волны сигнала значительно превосходит поперечные размеры проводников, то процессы, протекающие в такой линии, подчиняются законам Кирхгофа при условии равномерного распределения первичных параметров передачи и влияния вдоль линии.

Измерения на кабелях проводились при различных нагрузках на конце линии. На рис. 1 приведены значения A для кабель-тросов КТФК-К и ТКК-59 при нагрузках 50 Ом и 100 кОм. Показано влияние коаксиальной цепи на

коаксиальную (к—к), симметричной экранированной (сэ) и неэкранированной (снз) на коаксиальную (сэ—к, снз—к). На рис. 2 приведены значения A для кабелей ТКК-59, КШЭГ-60, КТЭШ-4, МЭРШН-100 при нагрузках 50 и 100 кОм для тех же цепей, а также для коаксиальных в симметричном включении (ск) и для попарноэкранированных цепей в несимметричном включении с использованием общего экрана в качестве обратного провода (нэ).

Результаты измерений могут быть использованы при оценке параметров цепей кабелей КВДЭ-50, КСМТГ-60, КНРЭГ-30, КОВЭ, КЭВШ, КТФ, КТРФ, КМИ, КБТ и др.

Для оценки помехозащитности A_d цепей необходимо знание коэффициента передачи α . В таблице приведены значения α (Нп/км) для различных кабелей на отдельных частотах, полученные как расчетным путем по формуле (1), так и заимствованные из технической литературы.

Тип кабеля и цепи	Коэффициент передачи α при частоте			
	100 Гц	10 ³ Гц	10 ⁴ Гц	10 ⁵ Гц
МЭРШН-1, симметричная	0,03	0,1	0,2	0,87
ТКК-59, коаксиальная	0,03	0,1	0,3	0,8
ТКК-59, симметричная экранированная	0,06	0,18	0,5	2
КТФ-К, коаксиальная	0,1	0,3	1	1,3
КТФ-К, симметричная неэкранированная	0,01	0,03	0,1	0,8
КТЭШ-4, симметричная	0,06	0,018	0,03	0,9
КШЭГ-60, симметричная	0,04	0,12	0,24	1,1

Из таблицы видно, что при небольшой длине линий связи измерительных систем ($l < 1$ км) значения αl в диапазоне до 10⁴ Гц не превышают нескольких процентов от соответствующих значений A_d .

Анализ результатов измерений позволяет сделать некоторые выводы о помехозащитности типовых кабельных цепей:

1. В диапазоне до 10⁴ Гц минимальные значения A_d имеют коаксиальные цепи, используемые в несимметричном включении при низкоомной нагрузке. В этом случае сказывается магнитная составляющая влияния. Начиная с 10⁴ Гц, затухание быстро увеличивается.

2. Наилучшей помехозащитностью обладают попарноэкранированные цепи с повивной и парной скруткой жил. В диапазоне до 100 Гц A_d превышает 18 Нп (160 дБ).

3. Использование экранированных жил увеличивает помехозащитность цепей в низкочастотном диапазоне примерно в 70 раз; попарное экранирование и скрутка увеличивают помехозащитность еще в 2—3 раза (при симметричных цепях передачи).

4. Для неэкранированных жил в диапазоне частот выше 10⁴ Гц наблюдается значительное снижение A_d .

5. При использовании коаксиальных цепей в симметричном включении в области 10⁴ Гц наблюдается минимум A_d . Здесь до 10⁴ Гц доминируют свойства симметричных цепей, а выше 10⁴ Гц начинают проявляться свойства коаксиальной цепи и значение A_d увеличивается.

6. При использовании в цепях экономии (стоимость кабеля снижается в ~ 2 раза) экранированных жил в несимметричном включении (нпэ и нэ) следует учитывать резкое снижение A_d — примерно на 70 дБ (для кабеля КШЭГ-60).

Приведем пример оценки динамического диапазона сигнала для кабеля МЭРШН-100 в частотном диапазоне до 100 Гц. Пусть $n = 15$; $m = 1$; $\alpha = 0,03$ Нп/км; цепи несимметричные;

$$A_{i\min} = 7,59 \text{ Нп. Для } l = 1 \text{ км}$$

$$D = A_3 = A_{j_{\min}} - \alpha l - \frac{1}{2} \ln \pi l = 7,59 - 0,003 - \ln 15 = 4,89 \text{ Нп} = 43,5 \text{ дБ.}$$

Значение динамического диапазона 43,5 дБ является его ориентировочной верхней границей. Очевидно, что при предварительной оценке это значение необходимо уменьшить на 3—6 дБ, учитывая соотношение $P_{\min} = (2-7) P_n$ и возможные внешние помехи. Таким образом, получим $D = 35 + 40$ дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гроднев И. И. Кабели связи. М., «Энергия», 1966, 280 с.
2. Шварцман В. О. Взаимные влияния в кабелях связи. М., «Связь», 1966, 430 с.

Поступила в редакцию
19/III 1974 г.

УДК 621.391.26.029.5

Б. Г. ГАЛКИН, А. Н. ГУТОВА, Е. К. ПАВЛОВ

ВНИИМ

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ СИГНАЛОВ НА ИНФРАНИЗКИХ ЧАСТОТАХ

Методы построения измерительных приборов для инфранизких частот делятся на аналоговые и цифровые. Наиболее существенными достоинствами цифровых методов являются высокая точность измерений и возможность неограниченного расширения диапазона частот сигналов в сторону низких значений. Недостаток этих методов — большое количество логических элементов и пересчетных устройств — устраняются при построении приборов на микромодулях и интегральных схемах. Рассматриваемое устройство для измерения экстремальных значений сигналов на инфранизких частотах, использующее цифровой метод, состоит из цифрового вольтметра ЦВ постоянного тока или аналого-цифрового преобразователя АЦП, кодирующего с равномерным шагом опроса входной сигнал, и приставки, которая осуществляет логическое сравнение кодов, выделяет и индицирует на цифровом табло значения максимума периодического напряжения. Приставка разрабатывалась применительно к цифровому вольтметру ВК7—10А, серийно выпускаемому промышленностью. Почти без изменений ее можно использовать для работы с аналого-цифровыми преобразователями Ф—723 и Ф—733, имеющими более высокое быстродействие.

Приставка (рис. 1) состоит из следующих основных узлов: распределителя импульсов (РИ); регистра записи кода (РЗК); регистра перезаписи кода (РПК); схем совпадения перезаписи кода (Ипк); схем совпадения И1 и И2; блокинг-генератора сброса кода (Б/Г СК) блокинг-генератора перезаписи кода (Б/Г ПК); мультивибратора остановки опроса (МОО), дешифратора; индикаторного табло.

Импульсы кода с выхода цифрового вольтметра поступают на триггеры РЗК приставки. Одновременно импульсы кода от младшего разряда ЦВ поступают на формирующее устройство Ф, которое вырабатывает импульсы с длительностью, равной времени преобразования для запуска РИ. Последний состоит из ячеек, число которых равно числу выходов параллельного кода ЦВ, и вырабатывает управляющие импульсы, сдвинутые во времени.

Первый во времени управляющий импульс с выхода РИ поступает на один из входов схем совпадения И1 и И2. На другие входы схем И1 поступает прямой код с выхода регистра перезаписи РПК и обратный код с выхода регистра записи РЗК. На схему И2, наоборот, поступает код с РЗК в прямом виде, а с РПК в обратном. После первого импульса запуска в регистре перезаписи во всех разрядах записаны нули, в регистре записи — код, соот-

ветствующий измеряемому напряжению. В исходном состоянии с левых триггеров обоих регистров снимается высокий потенциал (около -1 В), а с правых — низкий (-9 В). Так как импульс с РИ опрашивает схемы И, начиная со старшего разряда, то срабатывает одна из схем И1, которая выполняет логическую операцию «данный код больше предыдущего». Выходы схем И1 через сборку ИЛИ1 запускают блокинг-генератор сброса, импульс

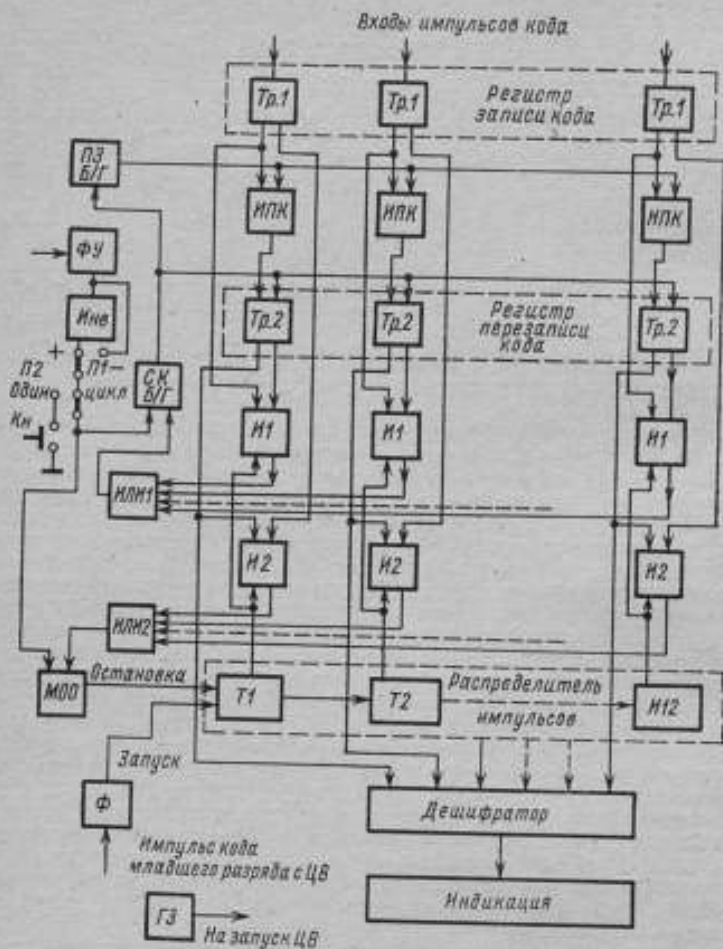


Рис. 1. Блок-схема приставки для определения максимума сигнала

с выхода которого передним фронтом сбрасывает триггеры регистра перезаписи на ноль, а задним фронтом запускает блокинг-генератор перезаписи (Б/Г ПЗ). Импульс отрицательной полярности с Б/Г ПЗ поступает на схемы совпадения перезаписи кода ИПК, которые, открываясь, передают код, записанный в регистре РЗК, в регистр РПК. С приходом следующего импульса запуска на ЦВ от внешнего генератора запуска ГЗ на выходе вольтметра

образуется новый код, который поступает на регистр записи кода, и все повторяется, как описано выше. Если последующий код меньше предыдущего, то срабатывает схема И2, импульс с выхода которой через ИЛИ2 поступает на вход МОО, возвращающий РИ в исходное состояние. Сброса триггеров РИ не происходит, записанный ранее код остается. При этом в регистре перезаписи кода фиксируется код, соответствующий большему значению измеряемой величины. Выходы триггеров регистра перезаписи кода связаны со схемой дешифратора, который преобразует двоично-десятичный код в десятичный, поступающий на индикаторное табло. Время индикации каждого кода определяется периодом запускающих импульсов, поэтому в тех случаях, когда последующий код больше предыдущего, время свечения каждого кода невелико (при использовании ВК7—10А оно равно 3 мс) и показания не фиксируются. Когда последующий код меньше предыдущего, т. е. измеряется точка максимума, то максимальное значение кода остается в регистре до тех пор, пока не придет внешний импульс сброса от формирующего устройства ФУ. Этот импульс запускает Б/Г СБ и МОО. После этого с приходом

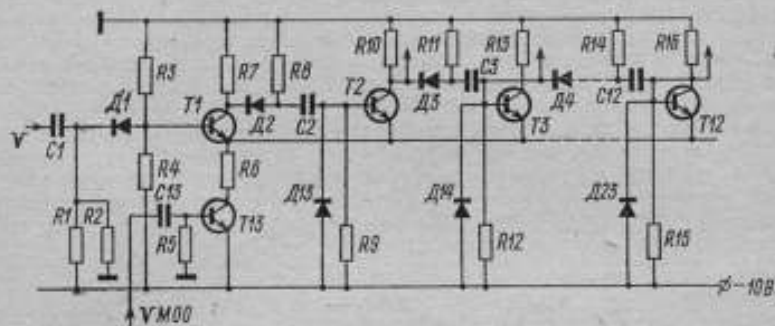


Рис. 2. Принципиальная схема распределителя импульсов

импульса запуска на ЦВ от внешнего генератора операция повторяется. Таким образом, при автоматическом сбросе время снятия показаний зависит от периода измеряемого сигнала и равно 3/4 этого периода. Для частот свыше 1 Гц время индикации недостаточно, поэтому показания снимаются в режиме — «одиночный запуск», который осуществляется с помощью кнопки. Введенное в схему формирующее устройство позволяет измерять как положительную, так и отрицательную амплитуду колебаний, создавая сигнал сброса от переднего или заднего фронта импульса сигнала.

Прибор построен, в основном, на унифицированных узлах — плоских микромодулях типа ЭРО, за исключением распределителя импульсов, генератора запускающих импульсов и формирующего устройства, созданных на дискретных элементах по унифицированным схемам. Распределитель импульсов построен по схеме многофазного мультивибратора на транзисторах Т1, Т12 (рис. 2), что обеспечивает ему большую помехоустойчивость при меньшем количестве элементов.

Схема работает в ждущем режиме. В исходном состоянии транзистор Т1 (МП38А) находится в насыщении, что обеспечивается выбором смещения на базе, остальные транзисторы закрыты падением напряжения на общем эмиттерном сопротивлении R6 от тока транзистора. При этом разделительная емкость С2 разряжена, а емкости С3, С4—С12 заряжены. При подаче на схему запускающего импульса отрицательной полярности амплитудой 4—5 В и длительностью 1—3 мкс транзистор Т1 запирается. Емкость С2 заряжается через переход — эмиттер базы Т2, который открывается и входит в насыщение. Емкость С3 разряжается по цепи Д3, Т2, Д14. По мере заряда С2 ток заряда уменьшается транзистор Т2 выходит из насыщения, напряжение на коллек-

торе повышается и его изменение передается на базу транзистора Т2, который начинает открываться. Эмиттерный ток Т3 увеличивает падение напряжения на общем эмиттерном сопротивлении, что еще сильнее запирает транзистор Т2. Происходит лавинообразный процесс, в результате чего Т2 запирается, а Т3 отпирается. Затем процесс повторяется, пока схема не вернется в исходное состояние. Транзистор Т13 служит для прерывания генерации распределителя импульсов, в ждущем режиме — Т13 находится в насыщении и не влияет на работу РИ. С приходом на его базу импульса отрицательной полярности с мультивибратора остановки опроса транзистор Т13 запирается и работа распределителя импульсов прекращается. Параметры выходных импульсов РИ: амплитуда импульсов — 7—9 В, длительность — $6 \div 10$ мкс, длительность фронтов не более 2—3 мкс.

Запуск цифрового вольтметра при работе с приставкой осуществляется от генератора запускающих импульсов, в качестве которого используется блокинг-генератор с самовозбуждением. Частота импульсов запуска около 300 Гц равна максимальной частоте работы цифрового вольтметра ВК7—10А. Результирующая погрешность определения максимального значения сигнала состоит из погрешности измерения мгновенного значения, зависящей от точности используемого вольтметра, и погрешности метода. Погрешность от квантования во времени определяется тем, что вольтметр измеряет кривую сигнала по точкам, число которых на период частоты сигнала ограничено быстродействием вольтметра.

Приставка не вносит погрешности, так как производит операции в дискретной, а не аналоговой форме.

Как известно, погрешность вследствие квантования во времени зависит от вида аппроксимации (ступенчатая, линейная и т. д.) и скорости изменения сигнала. При изменении синусоидального сигнала и при ступенчатой аппроксимации она определяется выражением

$$\Delta = \pm \frac{U_m}{2} (\sin \omega t_2 - \sin \omega t_1),$$

где U_m — амплитуда синусоиды; t_1, t_2 — моменты времени, соответствующие соседним отсчетам.

При определении максимума синусоидального сигнала наибольшее значение погрешности будет в том случае, когда соседние отсчеты расположены симметрично относительно момента максимума

$$\Delta_{\max} = U_m \left(1 - \cos \frac{\omega t_0}{2} \right),$$

где t_0 — интервал между измерениями (для ВК7—10А $t_0 = 5$ мкс). При использовании цифрового вольтметра ВК7—10А для сигнала с максимальной частотой $f_{c \max} = 5$ Гц имеем $\delta_{\max} = \frac{\Delta_{\max}}{U_m} = 0,3\%$; для $f_{c \max} = 10$ Гц будет $\delta_{\max} = 1,2\%$. При использовании ЦВ с более высокой частотой квантования, например, для Ф—733, $t_0 = 100$ мкс имеем при $f_{c \max} = 300$ Гц, $\delta_{\max} < 0,5\%$.

Так как погрешность вследствие квантования во времени зависит от скорости изменения сигналов, на ее значение будут влиять нелинейные искажения сигналов. Практически наибольшее значение имеют вторая и третья гармоники. Очевидно, что наибольшее значение погрешности будет при таком фазовом сдвиге гармонических составляющих, когда максимумы последних совпадают. Тогда при наличии k -ой гармоники имеем

$$\delta_{\max} = \frac{\Delta_{\max}}{U_m} = 1 - \cos \frac{\omega t_0}{2} + \frac{U_{m_k}}{U_m} \left(1 - \cos \frac{k \omega t_0}{2} \right).$$

В случае присутствия только второй гармоники при основной частоте 5 Гц и соотношении амплитуд $\frac{U_{m_2}}{U_{m_1}} < 0,2$ и $t_0 = 5$ мс имеем $\delta_{\max} = 0,5\%$.

Разработанное устройство позволяет измерять экстремальные значения как периодических, так и случайных сигналов. Экспериментальные исследования подтвердили правильность теоретических положений и показали высокую надежность прибора в работе.

ЛИТЕРАТУРА

Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи. Под редакцией В. В. Смолова. М., «Энергия», 1967, 223 с.

Поступила в редакцию
3/VI 1974 г.

УДК 621.317.36

В. В. КОЧУГУРОВ, А. Б. МИРКИН
ВНИИМ

ЦИФРОВОЙ КОМПАРАТОР ЧАСТОТЫ

Кратковременная нестабильность частоты является одним из важнейших параметров, используемых при поэлементной оценке погрешности комплексов, предназначенных для измерения дальности и скорости перемещения летательных аппаратов, метрологических характеристик систем связи и т. д. Наиболее распространенными являются измерительные системы, содержащие первичный преобразователь и цифровой частотомер-периодомер в качестве окончательного прибора [1-4]. Выбранная характеристика нестабильности вычисляется по результатам измерений частоты или периода преобразованного колебания. Из первичных преобразователей можно назвать схему Лафама, по которой построен компаратор Ч7-5, схему с прямым умножением сравниваемых частот, схему с предварительным преобразованием [1], схему Ильина [2] и, наконец, схему с дробным преобразованием [3]. Существенный недостаток всех этих систем заключается в том, что они производят необходимые преобразования лишь двух-трех воминалов частот, связанных простыми рациональными соотношениями. Единственным диапазоном преобразователем является смеситель с усилителем низкой частоты, который позволяет измерять взаимную нестабильность частоты двух сигналов с высокой разрешающей способностью. В такого рода системе время измерения t_n определяется некоторым числом m периодов разностной частоты F как $t_n = \frac{m}{F}$, а инструментальная погрешность (пренебрегая погрешностью формирования) — дискретностью счета τ_d , значением разностной частоты и временем измерения

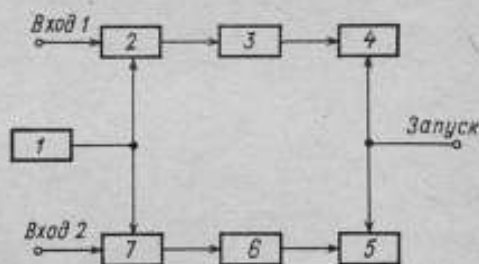


Рис. 1. Упрощенная блок-схема компаратора

1 — перестраиваемый гетеродин; 2, 4 — смесители; 5, 5 — частотомеры; 6, 7 — формирователи

$$\frac{\delta_f}{f} = \frac{F}{f} \cdot \frac{\tau_d}{t_n} = \frac{F^2}{f m} \tau_d.$$

Однако такой преобразователь может работать лишь при определенной разности частот сравниваемых колебаний. Описываемое устройство позволяет производить измерения с высокой разрешающей способностью при минимальном объеме несерийной аппаратуры в широком диапазоне частот даже при отсутствии расстройки между частотами сравниваемых колебаний (например, при измерении нестабильности частоты, вносимой синтезаторами). Принцип действия компаратора основан на применении двухканального метода измерений и вычитании длительности измеренных периодов для компенсации нестабильности вспомогательного гетеродина. В такой установке вспомогательный гетеродин должен обладать высокой стабильностью лишь на малых интервалах времени, поэтому в качестве его можно применять плавный генератор.

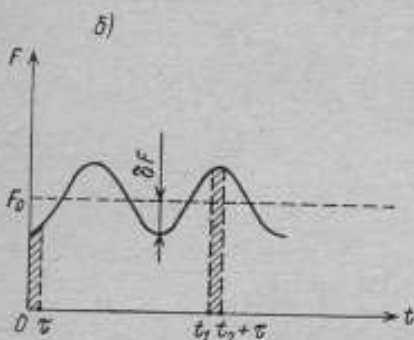
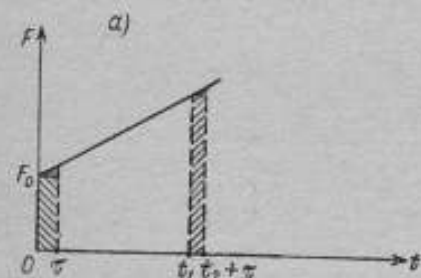


Рис. 2. Зависимость мгновенного значения разностной частоты от времени: — а) для случая линейного хода частоты гетеродина; б) для случая синусоидальной модуляции частоты гетеродина.

тоты гетеродина, удобно использовать график зависимости мгновенного значения разностной частоты $F(t)$ от времени (рис. 2). Каждый из частотомеров измеряет длительность m периодов колебания на выходе соответствующего смесителя, т. е.

$$\int_0^{t_1} F(t) dt = m \quad \text{и} \quad \int_0^{t_2 + \tau} F(t) dt = m,$$

где t_1 и t_2 — интервал времени счета соответственно первого и второго частотомера; τ — сдвиг между началами интервалов.

Упрощенная блок-схема компаратора представлена на рис. 1. Компаратор содержит два канала измерения и вспомогательный гетеродин, который позволяет получить на выходе смесителей разность частот, обеспечивающую требуемую разрешающую способность за время измерения. Длительность выбранного числа периодов разностной частоты на выходе каждого смесителя измеряется частотомером-периодомером, результат вычисляется как разность показаний частотомеров. Нестабильность гетеродина за время одновременной работы частотомеров компенсируется, за исключением нестабильности за время, когда частотомеры работают порознь. Это время можно уменьшить посредством одновременного запуска частотомеров и выбора соответствующей разностной частоты. При одинаковых сравниваемых частотах оно не превышает длительности одного периода разностной частоты и дополнительно может быть уменьшено фазированием сравниваемых колебаний.

Для оценки погрешности отдельного измерения, обусловленной нестабильностью час-

Из равенства площадей под кривой $F(t)$, ограниченной ординатами 0 , t_1 и τ , $(t_2 + \tau)$, следует и равенство площадей, ограниченных ординатами 0 , τ и t_1 , $(t_2 + \tau)$ (на рисунке заштрихованы).

Расчет начинается с режима самопроверки, который используется для экспериментального определения погрешности, вносимой компараторами частоты. В этом режиме на сигнальные входы 1 и 2 (рис. 1) подается напряжение от одного генератора, в результате чего ослабляется влияние нестабильности входного сигнала на оценку собственной погрешности устройства. Для случая линейного изменения частоты гетеродина, пренебрегая разницей площадей, отмеченных на рисунке двойной штриховкой, можно записать

$$F_0 \tau = (F_0 + kt_1)(t_2 + \tau - t_1),$$

где k — скорость изменения частоты гетеродина.

Составляющая погрешности, обусловленная дрейфом, с учетом $kt_1 \ll F_0$ определяется как

$$\frac{F_0}{f} \cdot \frac{|t_2 - t_1|}{t_1} = \frac{\tau}{t_1} \cdot \frac{kt_1}{F_0 + kt_1} \cdot \frac{F_0}{f} \approx \frac{k\tau}{f}.$$

Поскольку дрейф частоты гетеродина при использовании одного канала порождает погрешность $\frac{kt_1}{f}$, применение описываемого метода снижает влияние дрейфа в t_1/τ раз. Уменьшается (в меньшей степени) и влияние низкочастотных флуктуаций. Действительно, пусть частота гетеродина модулирована синусоидальным колебанием с периодом T_n , а девиация частоты гетеродина — δF (рис. 2, б). В этом случае максимальная погрешность определения временного интервала может быть найдена из уравнения (при $\tau \ll T_n$)

$$\tau(F_0 - \delta F) = (t_2 + \tau - t_1)(F_0 + \delta F).$$

После несложных преобразований получим

$$|t_1 - t_2| \approx \frac{2\tau\delta F}{F_0}.$$

Составляющая погрешности измерения, обусловленная модуляцией частоты гетеродина, определится в этом случае как

$$\frac{F_0}{f} \cdot \frac{|t_1 - t_2|}{t_1} = \frac{2\tau}{t_1} \cdot \frac{\delta F}{f}.$$

При использовании одного канала погрешность может достигать значения

$$\frac{\delta F}{F_0 f} \int_0^{T/2} \sin \frac{2\pi}{T_n} t dt = \frac{T_n \delta F}{\pi t_1 F_0}.$$

Предлагаемый метод позволяет уменьшить влияние низкочастотных флуктуаций в $\frac{T_n}{2\pi\tau}$ раз. В рабочем режиме при сличении генераторов с близкими частотами f и $f + \Delta f$ появится дополнительная погрешность, обусловленная неодинаковой длительностью периодов колебаний на входах частотомеров. Разность между интервалами времени счета частотомеров при идеальном гетеродине равна

$$t_1 - t_2 = m \left(\frac{1}{F_0} - \frac{1}{F_0 + \Delta f} \right) = \frac{\Delta f}{F} t_n.$$

Отсюда погрешность, обусловленная, например, дрейфом частоты гетеродина за это время, определится как $\frac{\Delta f t_n k}{F f}$.

Целесообразно выбрать оптимальное значение разностной частоты для получения минимальной суммарной погрешности. Исходя из условия равных влияний и принимая максимальный сдвиг τ_{\max} между началами интервалов счета частотомеров равным периоду разностной частоты, получаем: при линейном ходе частоты гетеродина

$$\frac{F_{\text{опт}}\tau_{\theta}}{t_{\text{н}}} = \frac{k}{F_{\text{опт}}f}$$

откуда

$$F_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{kt_{\text{н}}}{k\tau_{\theta}}}$$

при модуляции частоты гетеродина

$$\frac{F_{\text{опт}}\tau_{\theta}}{t_{\text{н}}} = \frac{2\delta F}{t_{\text{н}}F_{\text{опт}}f}$$

откуда

$$F_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{2\delta F}{\tau_{\theta}}}$$

Допустимое расхождение сравниваемых частот Δf , при котором составляющая погрешности, вызванная им, не превысит составляющих, обусловленных сдвигом τ , определяется из условия

$$\frac{\Delta f}{F} t_{\text{н}} < \tau_{\max} = \frac{1}{F}$$

откуда

$$\Delta f_{\text{доп}} = \frac{1}{t_{\text{н}}}$$

Дополнительным фазированием, как уже отмечалось, можно уменьшить составляющие погрешности, вызванные сдвигом.

Для экспериментальной проверки метода был собран стенд по вышеприведенной блок-схеме. Применялись частотомеры ЧЗ-34 в режиме одновременного внешнего запуска, период следования меток был выбран равным 10 нс. Гетеродином служил генератор Г4-18 с внешними источниками питания. При использовании в качестве сигнального такого же генератора средняя квадратическая погрешность в режиме самопроверки при работе частотомеров на разных фронтах (сдвиг в полпериода разностной частоты) составила $2 \cdot 10^{-11}$ за 1 с при разностной частоте 10 кГц и $5 \cdot 10^{-10}$ при разностной частоте 100 Гц в диапазоне от 5 до 35 МГц и полосе измерения 20 кГц.

Экспериментально установлено, что погрешность в значительной мере определяется несовершенством колебательной системы генератора Г4-18 — смещением барабана и пластины конденсатора переменной емкости под влиянием механических воздействий. Так, уменьшение коэффициента включения конденсатора переменной емкости в контур также примерно в 5 раз уменьшило погрешность на разностной частоте 100 Гц.

Следует отметить, что работа от внешних источников питания вызвана не столько недостаточной фильтрацией фона сети, сколько вибрацией силового трансформатора. Подключение его к сети в режиме холостого хода привело к увеличению погрешности примерно на порядок. Таким образом, при некотором усовершенствовании принципиальной схемы и конструкции ге-

теродина поверочная установка может обеспечить измерение взаимной нестабильности частоты в широком диапазоне с погрешностью не более $1 \cdot 10^{-11}$.

Погрешность, обусловленная шумами смесителей и усилителей, значительно меньше. При замене генераторов Г4-18 кварцевыми генераторами она составила $2 \cdot 10^{-12}$ за 1 с — при работе частотомеров на разных фронтах и разностной частоте 100 Гц, но и это значение обусловлено не внутренними шумами системы. Уменьшение уровня входного сигнала в 10 раз не сказалось на значении погрешности, из чего можно заключить, что шумы смесителей вносят нестабильность менее $5 \cdot 10^{-13}$ за 1 с.

В режиме самопроверки результатом измерения является взаимная вариация частоты одного из проверяемых генераторов и гетеродина за время сдвига между счетными интервалами, время выборки определяется длительностью счетного интервала. Как показал эксперимент (см. рис. 3), на малых интервалах измерения (порядка десятков микросекунд) нестабильность плавных генераторов близка к нестабильности кварцевых генераторов и синтезаторов. При этом можно определять вариацию частоты даже одного высокостабильного генератора — мерой может служить плавный генератор. Составляющая погрешности, обусловленная дрейфом плавного генератора, вычисляется так же, как и для режима самопроверки, но результат должен быть отнесен к интервалу τ , а не t_1 .

Следовательно, $\frac{\Delta f}{f} \cdot \tau$.

В заключение приведем некоторые практические рекомендации.

Для осуществления предлагаемого метода измерения, как уже отмечалось, необходимо обеспечить синхронную работу частотомеров. Этого не всегда можно добиться одновременной подачей запускающих импульсов на частотомеры в режиме «внешний запуск». Разброс и нестабильность «мертвых времени» T_M частотомеров от момента поступления запускающих импульсов до момента открывания селекторов может вызвать несинхронность запуска, что проверяется подключением частотомеров в одну точку.

Практически при использовании частотомеров разных серий несинхронность работы, имевшая место при каждом отсчете, не позволила производить измерения. В случае применения двух частотомеров одной серии отмечались сбои — значительное различие показаний вследствие смещения времени счета на период измеряемой частоты. Вероятность появления сбоев определялась значением измеряемой частоты.

Полагая разброс «мертвого времени» равным 10% от величины T_M и учитывая, что вероятность попадания фронта входного импульса в интервал, обусловленный этим разбросом, подчиняется равномерному закону распределения, можно оценить вероятность сбоев как

$$\omega_{сб} \approx \frac{0,1T_M}{t_H} = 0,1T_M F.$$

Для частотомера ЧЗ—34 T_M 500 мкс. Для $F = 100$ Гц имеем $\omega_{сб} = 1/200$, а для $F = 10$ кГц $\omega_{сб} = 1/2$. При измерении на частоте 10 кГц сбой по-

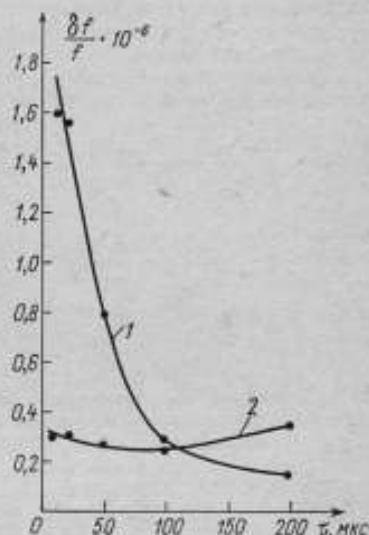


Рис. 3. Зависимость вариации частоты

1 — синтезатора Ч6—31; 2 — генератора Г4—18

являлись с вероятностью $\sim 1/2$, на частоте 100 Гц — с вероятностью $\sim 1/30$. Следует иметь в виду, что хотя сброс на низкой частоте появляются реже, но погрешность, сама их величина возрастает.

Сброс был полностью устранен включением устройства автоматической фазировки запуска по блок-схеме, приведенной на рис. 4.

Работу устройства можно кратко описать следующим образом. Импульс запуска закрывает ключи К1 и К2 и обеспечивает внешний запуск частотомеров, которые в течение «мертвого времени» сбрасываются и подготавливаются к счету, но счета не происходит из-за отсутствия входного сигнала. После выдержки, заведомо превышающей «мертвое время» частотомеров, открываются одновременно оба ключа, момент открывания фазировается с входными сигналами и происходит синхронный счет.

Для обеспечения малой разности фаз сигналов по каналам при сравнении равных частот на ВЧ входах системы включены фазовращатели. В случае неравенства частот фазировочное устройство автоматически обеспечивает запуск в моменты, когда мгновенная разность фаз сигналов близка к нулю (точнее, к $2\pi n$).

Рассмотрим некоторые особенности схемы макета измерительного устройства. Для устранения погрешности из-за амплитудной нестабильности сличаемых сигналов выбирались схемы, малочувствительные к амплитудным флуктуациям. С этой целью в усилителях-ограничителях (УО) были применены двусторонние диодные ограничители на подобранных диодах, а транзисторы работали в линейном режиме.

Как показали экспериментальные исследования, при подаче на такой ограничитель АМ-колебаний с глубиной модуляции до 10% выходной сигнал

незначительно модулирован по фазе и возникающая из-за этого погрешность не превышает погрешности дискретности частотомера (10^{-8} для времени измерения 1 с), тогда как УО, выполненные по другим схемам, например, чисто транзисторные, дают переход АМ в ФМ и вызывают нестабильность порядка $3 \cdot 10^{-6}$ при меньших уровнях модуляции (3—4%). С той же целью использовались кольцевые балансные диодные смесители. Такие смесители нормально работают при подаче АМ-колебаний с небольшой глубиной модуляции, не обогащая спектра преобразованного сигнала. В то же время другие смесители, например, кольцевой балансный транзисторный, в значительной степени детектируют АМ-сигнал.

ЛИТЕРАТУРА

1. Благов В. А., Домбровский А. С., Зайцев В. Н. и др. Аппаратура для частотных и временных измерений, «Советское радио», 1971, 336 с.
2. Ильин В. Г. Фазостабильный умножитель частоты для частотосличительных устройств — «Труды институтов Комитета», вып. 88 (148), М., Стандартгиз, 1966, с. 56—63.
3. Кочугуров В. В., Тайманов Р. Е. Частотный компаратор. Авт. свид. № 318870, — «Бюллетень изобретений», 1961, № 32, с. 19.
4. Новицкий П. В., Киорринг В. Г., Гутников В. С. Цифровые приборы с частотными датчиками. М. — Л., «Энергия», 1970, 411 с.

Поступила в редакцию
18/III 1974 г.

ДВУХКАНАЛЬНЫЙ СИНТЕЗАТОР ГАРМОНИК

При составлении и реализации алгоритмов большинства двухканальных электронных измерительных устройств, предназначенных для преобразования исследуемой величины в фазовый (временной) сдвиг, предполагается, что последний относится к двум гармоническим электрическим колебаниям. В действительности, форма исследуемых сигналов отклоняется от гармонической. Погрешности, обусловленные этим отклонением, оцениваются по весьма приближенной формуле. Как показали исследования различных типов электронных фазометров, влияние искажений формы кривой сравниваемых напряжений (токов) целесообразнее оценивать экспериментально с помощью описываемого здесь синтезатора гармоник. Функциональная схема которого приведена на рис. 1. Особенностью этого прибора является воспроизведение двух одинаковых или различных по форме сигналов в плавном диапазоне частот. Напряжение частотой f_0 от фиксированного гетеродина ФГ поступает на фазовращатель Ф1 и на смеситель С' 1. К смесителю напряжение поступает с выхода фазовращателя Ф1. На другие входы смесителей С1 и С' 1 подводится сигнал от плавного гетеродина ПГ частотой f_n . С выходов смесителей, которые включают в себя фильтры нижних частот, сигналы разностной частоты подводятся к суммирующим каскадам СК1 и СК2. Фазовые соотношения сигналов первых гармоник, поступающих на суммирующие каскады, остаются такими же, какими они были на фазовращателе Ф1. Для получения второй—пятой гармоник, поступающих на соответствующие фазовращатели и смесители, сигналы плавного и фиксированного гетеродинов преобразуются умножителями частоты. Сигнал с плавного гетеродина поступает на умножители УЧ1, УЧ3 и УЧ7, а сигнал от фиксированного гетеродина — на умножители УЧ2, УЧ4 и УЧ8. Для получения четвертых гармоник напряжения с выходов каскадов УЧ1 и УЧ2 подводятся к умножителям УЧ5 и УЧ6 соответственно.

Напряжения частотой $2f_0$, $3f_0$, $4f_0$ и $5f_0$ с выходов каскадов УЧ2, УЧ4, УЧ6 и УЧ8 подводятся к фазовращателям Ф2, Ф3, Ф4 и Ф5 и смесителям С' 2, С' 3, С' 4 и С' 5. С выходов фазовращателей напряжения поступают далее на смесители С2, С3, С4 и С5. На их другие входы подводятся напряжения от умножителей с частотами $2f_n$, $3f_n$, $4f_n$, $5f_n$. С выходов смесителей С2—С5 напряжения с переменной фазой и разностными частотами $2(f_0 - f_n)$, $3(f_0 - f_n)$, $4(f_0 - f_n)$, $5(f_0 - f_n)$ поступают на суммирующий каскад СК2. Со смесителей С' 2 — С' 5 напряжения с постоянной фазой и теми же частотами подводятся к суммирующему каскаду СК1.

В результате сложения первой—пятой гармоник в суммирующих каскадах напряжения u_1 и u_2 получаются сложной, но вполне определенной формы. При этом фазы гармоник напряжения u_2 постоянны, а фазы гармоник напряжения u_1 могут изменяться в пределах $0-360^\circ$.

Частота плавного гетеродина изменяется в зависимости от настройки, поэтому могут плавно изменяться и частоты каждой из гармоник выходных напряжений u_1 и u_2 синтезатора. Например, если частота плавного гетеродина изменяется в диапазоне 180—200 кГц, а частота фиксированного гетеродина выбрана 200 кГц, то диапазон частот первой гармоники составляет 20—20000 Гц, второй 40—40000 Гц, третьей 60—60000 Гц, четвертой 80—80000 Гц, пятой 100—100000 Гц. Изменение уровней каждой гармоники производится с помощью делителей напряжения (на рисунке не показаны).

При оценке погрешностей электронных фазометров от нелинейных искажений выбирается требуемое значение частоты основной гармоники путем перестройки плавного гетеродина.

Учитывая, что вторая—пятая гармоники получаются путем преобразования первой гармоники, выходные напряжения u_1 и u_2 прибора содержат

гармонические составляющие до пятой включительно. Затем фазовращатели на выходе фиксированного гетеродина и его умножителей устанавливаются в положения, соответствующие требуемым фазовым сдвигам. Далее с помощью делителей напряжения устанавливаются амплитуды первой и высших гармоник. Подбирая затем амплитуды гармоник и их фазы и коммутируя u_1 и u_2 , добиваются максимального отклонения указателя исследуемого фазометра от положения, которое соответствовало сдвигу фаз при подаче на его входы

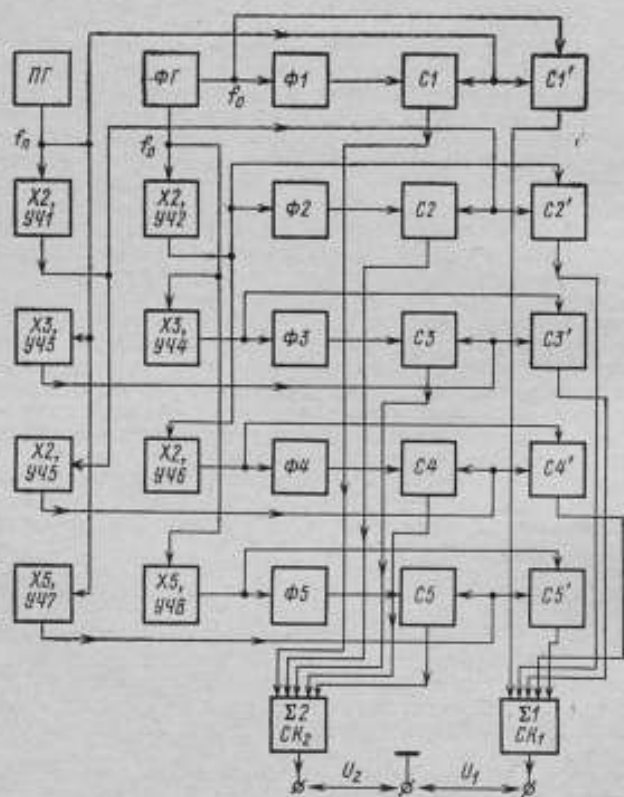


Рис. 1. Функциональная схема двухканального синтезатора гармоник

первых гармоник. Это отклонение и характеризует погрешность фазометра, обусловленную формой подаваемых на него сигналов.

Как показали исследования, для определения погрешностей фазометров в звуковом диапазоне частот расширения спектра выходных сигналов практически не требуется.

Рассмотрим погрешности прибора и требования, предъявляемые к его основным узлам. При преобразовании частоты сигналов гетеродинов (фазовращателей) получаются комбинационные частоты, равные промежуточной

$\omega_{\text{пр}} = \omega_0 - \omega_{\text{п}}$ при соотношении частот сигналов на смесителе

$$A_{\omega} = \frac{\omega_0}{\omega_{\text{п}}} = \frac{q-1}{p-1}; \quad A'_{\omega} = \frac{q+1}{p+1},$$

где p и q числа, не равные 0 и 1.

При $A_{\omega} = \frac{q-1}{p-1}$ возникает фазовая погрешность

$$\varphi_{\text{д}} = p\varphi_1' - q\varphi_2'$$

Если

$$A'_{\omega} = \frac{q+1}{p+1},$$

то

$$\varphi_{\text{д}} = q\varphi_2' - p\varphi_1'.$$

Таким образом, на выходе смесителя частоты можно получить сигнал

$$i = I_{\text{мс}} \cos(\omega_{\text{пр}} t + \varphi_{\text{пр}}) + \sum_{i=1}^r I_{\text{мд}i} \cos(\omega_{\text{пр}} t + \varphi_{\text{д}i}) = I'_{\text{мс}} \cos(\omega_{\text{пр}} t + \varphi_{\text{пр}}),$$

где $I_{\text{мс}}$ и $\varphi_{\text{пр}}$ — амплитуда и фаза тока промежуточной частоты соответственно; r — число составляющих тока, имеющих частоту $\omega_{\text{пр}}$ и сдвиг фаз, отличающийся от $\varphi_{\text{пр}}$.

Математически $\varphi_{\text{пр}}$ можно представить, как

$$\varphi'_{\text{пр}} = \varphi_{\text{пр}} + \Delta\varphi_{\text{пр}}, \quad (1)$$

где $\Delta\varphi_{\text{пр}}$ — фазовая погрешность, обусловленная появлением комбинационных частот, численно равных $\omega_{\text{пр}}$. Возникновение паразитных связей между каналами синтезатора может быть вызвано взаимным влиянием сигналов, проходящих через общие источники питания, соединительные разъемы и т. п. Появляющиеся при этом погрешности возрастают, если изменяются уровни сигналов в каналах. Допустим, в каналах синтезатора действуют напряжения

$$u_1 = cU \sin(\omega t + \varphi); \\ u_2 = U \sin \omega t,$$

где $c < 1$ — постоянная, характеризующая перепад уровней напряжений.

Связь между каналами можно выразить с помощью следующих коэффициентов

$$M_{1,2} = M_{1,2} e^{j\theta_1}; \\ M_{2,1} = M_{2,1} e^{j\theta_2},$$

где $M_{1,2}$ и $M_{2,1}$ — модули коэффициентов передачи сигнала из одного канала в другой; θ_1 и θ_2 — фазовые сдвиги, возникающие при прохождении сигналов из одного канала в другой.

Оценка сдвига фаз производится не между исходными сигналами, а между суммой исходных сигналов и помехой

$$u_{\Sigma 1} = cU \sin(\omega t + \varphi) + M_{2,1} U \sin(\omega t + \theta_2); \\ u_{\Sigma 2} = U \sin \omega t + cM_{1,2} \sin(\omega t + \varphi + \theta_1).$$

Суммарные сигналы $u_{\Sigma 1}$ и $u_{\Sigma 2}$ имеют фазы $\beta_1 = \varphi + \psi_1$ и $\beta_2 = \psi_2$. При этом $\alpha_1 = \theta_2 - \varphi$, $\alpha_2 = \theta_1 + \varphi$.

$$\psi_1 = \arctg \frac{\sin \alpha_1}{c}; \quad \psi_2 = \arctg \frac{\sin \alpha_2}{1}.$$

$$M_{2,1} + \cos \alpha_1 \quad cM_{1,2} + \cos \alpha_2$$

В результате фазовый сдвиг будет отличаться от действительного на величину $\Delta\varphi'_c = \psi_1 - \psi_2$.

Разлагая последние выражения в ряд и пренебрегая членами более высокого порядка малости, можно получить формулу для расчета погрешности из-за взаимной связи между каналами

$$\Delta\varphi'_c \approx \arctg \left[\frac{M_{2,1}}{c} \sin(\varphi - \theta_2) \right] - \arctg [cM_{1,2} \sin(\varphi + \theta_1)]. \quad (2)$$

Значительное уменьшения погрешности от взаимного влияния каналов (до сотых долей градуса) можно добиться рациональной конструкцией прибора, применением для питания каждого из каналов отдельной стабилизирующей ячейки с низким выходным сопротивлением и уменьшением связи через гетеродины за счет включения в каналы буферных каскадов. В качестве буферных каскадов могут быть использованы резонансные или полосовые усилители. Последние обеспечивают большую стабильность по фазе. Значительное уменьшение крутизны фазовой характеристики полосового усилителя по сравнению с резонансным начинается только при $B_\varphi \gg 1$ ($B_\varphi = \gamma_k / \delta_k$); где γ_k — коэффициент связи контуров; δ_k — затухание контура. Фазовую характеристику полосового усилителя в общем виде можно представить как

$$\varphi_y = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{2a_\varphi}{1 + B_\varphi^2 - a_\varphi^2}. \quad (3)$$

где $a_\varphi = 2\Delta f / f_y \delta_k$ — относительная расстройка; $2\Delta f$ — ширина полосы пропускания; f_y — частота настройки.

В однозвенных полосовых фильтрах типа К соответствующим выбором величин α и β можно в какой-то степени приблизить амплитудно-частотную характеристику к идеальной. Оптимальные значения $\alpha = R_i / W_x$ и $\beta = R_n / W_x$ лежат в пределах 1,5–2 (R_i — внутреннее сопротивление источника; R_n — сопротивление нагрузки; W_x — характеристическое сопротивление фильтра).

Крутизна частотно-фазовой характеристики вблизи резонансной частоты ω_y , определяющей фазовую погрешность, создаваемую фильтром, изменяется при изменениях $\alpha = \beta$ в указанных выше пределах незначительно и определяется как

$$\left(\frac{\partial \varphi}{\partial \eta_0} \right)_{\eta_0=0} = 2, 3. \quad (4)$$

где $\eta_0 = \frac{\omega - \omega_y}{2\sqrt{L_1 L_2}}$ — обобщенная расстройка фильтра с заданными значениями индуктивности L_1 и L_2 .

Избирательными системами на выходе смесителей синтезатора являются фильтры нижних частот. Степень изменения фазы в зависимости от отклонения частоты при выборе рабочей точки в различных участках полосы про-

зрачности может быть определена как

$$\Delta\varphi_{\phi} = 2 \frac{\Delta x}{x} \operatorname{tg} \varphi \text{ или } \Delta\varphi_{\phi} \approx 2 \frac{\Delta\omega}{\omega} \cdot \frac{\operatorname{tg} \varphi}{2}. \quad (5)$$

Из выражений (4) и (5) следует, что крутизна частотно-фазовой характеристики возрастает с увеличением рабочей частоты в полосе прозрачности. При этом, чем выше частота среза фильтра (т. е., чем шире полоса прозрачности), тем меньше фазовые сдвиги при одних и тех же отклонениях частоты и значениях $x = \omega/\omega_c$ (ω_c — частота среза фильтра).

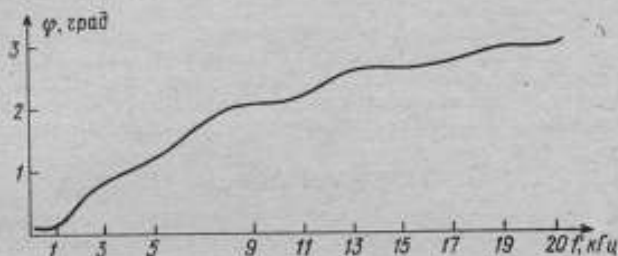


Рис. 2. Частотно-фазовая характеристика каналов синтезатора

Для обеспечения равномерного затухания во всей полосе непрозрачности или в части ее следует применять комбинации фильтров типа k и m .

Звенья сложных фильтров согласовываются между собой с помощью специальных полувзвешев, в качестве которых рационально использовать усилители. Коэффициент передачи фильтров, близкий к единице, может быть обеспечен применением режекторных звеньев, задерживающих все нечетные гармоники, кроме первой. С целью сокращения объема аппаратуры и учитывая быстрое уменьшение амплитуд высших гармоник с ростом их номеров, обычно используется сочетание режекторных звеньев и звеньев фильтров нижних частот. В качестве первых лучше всего применять двойные Т-образные мосты. При этом коэффициент передачи согласующих усилителей выбирается равным единице. При проектировании двухканальных синтезаторов необходимо также учитывать, что использование умножителей для преобразования частоты приводит все же к незначительной модуляции сигналов, поступающих на избирательные цепи. Это в свою очередь вызывает дополнительную фазовую модуляцию сигналов с периодом, равным периоду огибающей амплитудно-модулированного сигнала. Фазовая погрешность каналов синтезатора, включающих в себя RC -фильтры нижних частот, может быть рассчитана по формуле

$$\Delta\varphi_{\max} = \operatorname{arctg} \frac{\Omega\omega\tau^2}{1 + \omega^2\tau^2}, \quad (6)$$

где Ω — частота колебаний огибающей; τ — постоянная времени фильтра.

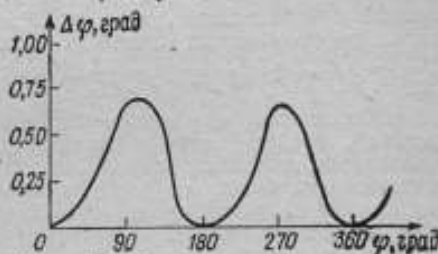


Рис. 3. Погрешность фазовращателя типа БИФ

Как показали исследования, проведенные при $\omega = 20 \div 20000$ Гц, некомпенсированный фазовый сдвиг, вносимый каналами синтезатора, не превышает 4° . Полученная экспериментально разностная частотно-фазовая характеристика каналов синтезатора приведена на рис. 2. Следует отметить, что при отклонении частоты гетеродинов в пределах единиц герца фазовые погрешности не превышают десятых и даже сотых долей градуса для диапазона звуковых частот. Для регулировки фаз гармоник и составляющей основной частоты в пределах $0-360^\circ$ в приборе применены индукционные фазовращатели типа БИФ с согласующими цепями. Оценка их точности по приближенным формулам показала, что суммарная погрешность достигает $2-3^\circ$. Путем расстройки RC -контура фазовращателя ее можно снизить до $0,6^\circ$ (рис. 3).

Основными требованиями, предъявляемыми к умножителям частоты двухканальных синтезаторов, является высокая фазовая стабильность и минимальное значение коэффициента амплитудной модуляции выходных сигналов. Весьма существенно также сведение к минимуму нестабильности фазы выходного напряжения $\Delta\varphi_k$, обусловленной как внешними, так и внутренними факторами.

$$\Delta\varphi_k = \Delta\varphi_{\text{вн}} + \Delta\varphi_{\text{внутр}},$$

где $\Delta\varphi_{\text{вн}}$ и $\Delta\varphi_{\text{внутр}}$ — нестабильности, обусловленные внешними и внутренними факторами соответственно. Если пренебречь влиянием внешних (устраняемых) факторов ($\Delta\varphi_{\text{вн}} = 0$), то формула для минимальной фазовой нестабильности примет вид

$$\varphi = \sqrt{\sum_{k=1}^s \frac{\overline{\Delta\varphi_{\text{внутр}}^2}}{(n_1 n_2 \dots n_k)^2}}, \quad (7)$$

где $\overline{\varphi_{\text{внутр}}}$ — средние квадратические погрешности фазы при идеальных внешних условиях, отнесенные к коэффициенту умножения; $\Delta\varphi_{\text{вн}}^2$ — дисперсия фазы k -го каскада; $n_1, n_2, n_3, \dots, n_k$ — коэффициенты умножения каскадов. Для уменьшения искажений формы выходных сигналов умножителей до $2-3\%$ следует применять избирательные цепи с $1 - \frac{1}{2}$ степенями свободы.

Это позволяет получить выходной сигнал умножителя с односторонней модуляцией, которая затем ограничивается. Применение в двухканальных синтезаторах делителей напряжения приводит к дополнительным фазовым погрешностям, которые в отличие от амплитудных недостаточно изучены. В диапазоне звуковых частот чаще применяются делители напряжения на резисторах, при повышенных частотах — емкостные делители. Фазовая погрешность емкостного делителя напряжения рассчитывается как

$$\Delta\varphi_c = \text{arctg} \frac{C_1 + C_2 + C_3}{\omega R_n [(C_1 + C_2 + C_3)(C_3 + C_{\text{ш}} + C_n) - C_3^2]}, \quad (8)$$

где C_1, C_2, C_3 — емкости конденсаторов делителя; $C_{\text{ш}}$ — шунтирующая емкость; R_n и C_n — емкость и сопротивление нагрузки соответственно.

При переключении делителя из одного положения в другое возникает погрешность, равная

$$\varphi_{\text{ск}} = \frac{C_1}{C_3} \cdot \frac{0,09}{m_k^2} \omega R_3 C_3, \quad (9)$$

где C_3 и R_3 — эквивалентная емкость и сопротивление соединительного кабеля $m_k = C_1/C_3$.

Одночастотные помехи также приводят к погрешности, максимальное значение которой на низких частотах наблюдается, когда угол сдвига фаз

между напряжением помехи u_n и u_c будет равен нулю. Выражение для погрешности в этом случае имеет вид

$$\Delta\varphi_p' = \frac{\omega R_{\text{вх}} C_n u_n}{u_c} \quad (10)$$

В диапазоне высоких частот (худший случай, когда $\varphi = 90^\circ$)

$$\Delta\varphi_p' = \frac{C_n \omega_n u_n}{(C_n + C_{\text{вх}}) u_c} \quad (11)$$

где $R_{\text{вх}}$ и $C_{\text{вх}}$ — соответственно входное сопротивление и емкость делителя; C_n — паразитная емкость. Фазовая погрешность делителя напряжения, выполненного на резисторах, рассчитывается по формуле

$$\Delta\varphi_3' = \frac{R_1 \omega C_n (R_1 + R_2 - 1)}{R_1 + R_2 + R_1^3 \omega^2 C_n} \quad (12)$$

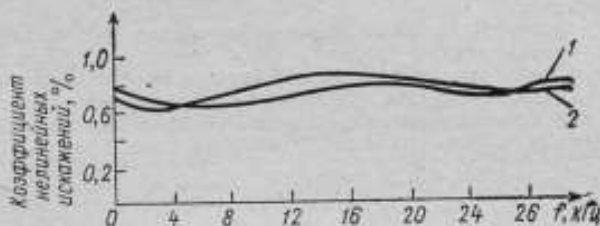


Рис. 4. Зависимости коэффициентов нелинейных искажений каналов 1 и 2 синтезатора от частоты

где R_1 и R_2 — сопротивления резисторов Г-образного звена, шунтированных только соседними звеньями.

Если делитель представляет собой трехзвонный резистор с плечами r_1 и r_2 , то

$$\Delta\varphi_3' = \frac{\omega r_1 r_2 C_n}{r_1 + r_2} \quad (13)$$

С целью снижения фазовых и амплитудных погрешностей гармоник, поступающих на суммирующие каскады прибора, и уменьшения искажений выходных сигналов, делители напряжения устанавливаются не на входе, а на выходе соответствующих усилителей. В этом случае при значительных уровнях рабочих сигналов коэффициент нелинейных искажений можно снизить до величины менее 1%. (рис. 4). При оценке погрешностей статистических анализаторов с помощью двухканального синтезатора в отдельных случаях предъявляются определенные требования к распределению ординат выходных сигналов. Формирование их производится по предварительно составленной программе. Для сигналов, закон распределения ординат которых достаточно близок к нормальному, применяются простейшие дифференцирующие цепи. Первоначально синусоидальные сигналы формируются двухсторонними ограничителями (на рис. 1 не показаны). Конечность переднего фронта сигнала вызывает изменение его закона распределения, однако в данном случае оно не критично и для определенной группы приборов может быть принято как допустимое.

Уравнение формируемого сигнала $X(t)$ имеет вид

$$X(t) = \begin{cases} at & \text{при } 0 < t < t_0 \\ e^{-\alpha_0 t} & \text{при } t_0 < t < \frac{T}{2} \end{cases}$$

где a — коэффициент крутизны переднего фронта сигнала; α_0 — коэффициент затухания сигнала по заднему фронту; $\frac{T}{2}$ — полупериод сигнала без изменения полярности. Такому сигналу соответствует закон распределения

$$f_1(X) = \frac{1}{a \frac{T}{2}} + \frac{1}{\alpha_0 X \frac{T}{2}} \quad (14)$$

Очевидно, что $f_1(X)$ есть гипербола с ненулевым начальным смещением относительно оси ординат на $2/aT$, которое тем меньше, чем больше крутизна переднего фронта.

Оценим погрешности формирующего каскада, обусловленные нестабильностью параметров входящих в него элементов. В связи с монотонностью рассматриваемого сигнала разобьем его на монотонные участки и рассмотрим каждый из них. Коэффициент α_0 определяется параметрами цепи и обратно пропорционален ее постоянной времени. Изменение RC вызывает изменение формы сигнала. Аддитивное изменение $(RC)_{ад}$ запишем

$$(RC)_{ад} = RC + \Delta(RC),$$

тогда $X_1^*(t)$ примет вид

$$X_1^*(t) = e^{-\frac{t}{RC + \Delta(RC)}},$$

а погрешность, равная отношению разности между $X(t)$ и $X_1^*(t)$, составит

$$\delta_{ад} X_1 = \frac{X(t) - X_1^*(t)}{X(t)} = \frac{e^{-\frac{t}{RC}} - e^{-\frac{t}{RC + \Delta(RC)}}}{e^{-\frac{t}{RC}}}; \quad (15)$$

$$\delta_{ад} X_1 = 1 - e^{-\frac{t}{RC} \frac{\Delta(RC)}{RC + \Delta(RC)}}.$$

В том случае, когда RC изменяется мультипликативно, т. е.

$$(RC)_{мн} = \frac{RC}{\mu},$$

получаем

$$\delta_{мн} X = 1 - e^{-\frac{t}{RC(\mu-1)}}. \quad (16)$$

Для переднего фронта, представляющего собой линейный участок экспоненты вида

$$X_2 = U \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right).$$

Относительную погрешность при мультипликативной форме можно записать

$$\delta_{\text{мп}} X_2 = \frac{e^{-\frac{t}{RC}} (1 - e^{-\frac{(\mu-1)t}{RC}})}{1 - e^{-\frac{t}{RC}}}, \quad (17)$$

где $1/\mu$ — коэффициент искажения постоянной RC .

Очевидно, что чем больше μ отличается от единицы, тем больше погрешность, растущая как показательная функция. Как показала проведенная оценка, погрешность формирующих каскадов может быть снижена до десятых долей процента. При исследовании метода и макета двухканального синтезатора гармоник установлено, что расширение частотного диапазона в область инфразвуковых и ультразвуковых частот может быть осуществлено путем построения систем с применением синхронизированных дискретных одноканальных синтезаторов. Точность таких систем на порядок повышается при использовании специальных фазоизмерительных устройств для исключения погрешностей от неидентичности частотно-фазовых характеристик каналов. Существенное расширение спектров выходных сигналов прибора достигается при введении коммутируемых формирующих цепей на входе суммирующих каскадов.

Поступила в редакцию
29/III 1974 г.

УДК 621.391.273.087.9

В. П. ПИАСТРО, Е. А. САЛОМАСОВА

ВНИИМ

ДЕКАДНЫЙ РЕВЕРСИВНЫЙ НАКОПИТЕЛЬ КВАЗИМУЛЬТИПЛИКАЦИОННОГО КОРРЕЛОМЕТРА

Дискретные квазимультимпликативные коррелометры экспресс-анализа реализуют вычисление взаимокорреляционной функции случайных сигналов $x(t)$ и $y(t)$ по следующему алгоритму:

$$R_{xy}(\tau) = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^S k_i(\tau) \gamma_i, \quad (1)$$

где τ — относительный временной сдвиг анализируемых сигналов; $k_i(\tau)$ — количество актов одновременного нахождения мгновенных ординат процессов в i -м интервале анализа; γ_i — весовой коэффициент i -го интервала анализа; S — количество интервалов анализа; n — параметр усреднения, определяемый длительностью реализаций T случайных сигналов и шагом временного квантования t_0

$$n = \frac{T - \tau}{t_0}. \quad (2)$$

Весовой вклад каждого интервала анализа в величину ординат корреляционной функции определяется, как следует из выражения (1), взвешенным количеством актов — импульсов одновременного попадания дискретных значений коррелируемых процессов в данный интервал. Полная информация о величине ординат $R_{xy}(\tau)$ для каждой фиксированной задержки $\tau = \tau_k$ в коррелометрах подобного типа содержится в результирующих (за время интегрирования $T_k = T - \tau_k$) показаниях счетчиков, суммирующих количество взвешенных актов — импульсов по всем S интервалам анализа.

В процессе логического переименования мгновенных ординат процессов могут возникнуть как положительные, так и отрицательные произведения, что заставляет строить счетчики квазимультимпликативных коррелометров

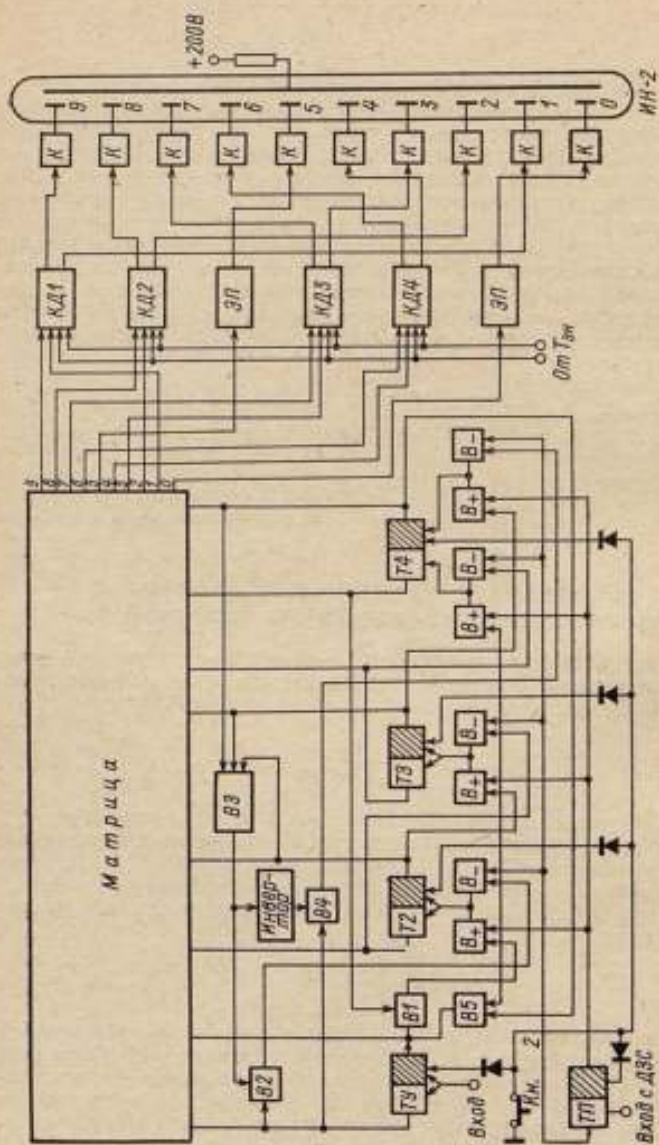


Рис. 1. Блок-схема релейной декады

Т₁ — Т₄ — светлые триггеры; ТП — триггер полярности; В — ветви; В₊ — ветви; В₋ — ветви; К — кнопки сброса

по знакочувствительной реверсивной схеме, позволяющей в процессе вычисления ординаты корреляционной функции оперативно менять направление работы счетного блока. Информация о знаке мгновенного произведения ординат процессов поступает в счетный блок от специальной схемы дискриминатора знакового соответствия коррелируемых процессов (ДЗС) в виде последовательности отрицательных импульсов постоянной амплитуды и случайной длительности. Схема ДЗС строится таким образом, что длительности импульсов на ее выходе несут информацию о времени знакового совпадения, а длительность пауз — о времени знакового несовпадения процессов, или, иными словами, о продолжительности промежутков, в течение которых произведение исследуемых сигналов являются соответственно положительными и отрицательными. Импульсная последовательность с выхода ДЗС поступает на регулирующий орган счетного блока — триггер полярности и определяет режим работы счетчика.

Принципиальная возможность существования как положительных, так и отрицательных значений корреляционной функции (например у корреляционных функций вида $R_{xy}(t) = e^{-\alpha(t)} \cos \omega t$ и др.) заставляет строить схему счетного блока с таким расчетом, чтобы обеспечить возможность накопления и регистрации биполярных двоично-десятичных кодов.

На рис. 1 приведена блок-схема реверсивной декады.

Как указывалось выше, триггер полярности (ТП) является элементом, определяющим режим (направление) работы реверсивной декады. Он строится по схеме с раздельными входами, на один из которых поступает последовательность импульсов отрицательной полярности со схемы ДЗС, несущая информацию о знаке мгновенного произведения исследуемых сигналов. Наличие импульсов на входе ТП должно сопровождаться одним устойчивым состоянием триггера полярности, отсутствие (пауза) — другим, т. е. ТП должен перебрасываться от переднего и заднего фронтов импульсов. Это заставляет отказаться от обычной входной цепи (дифференцирующая цепочка — диод) и подавать сигналы непосредственно в базу транзистора. ТП управляет счетными триггерами Т1—Т4 через импульсно-потенциальные вентили В₊ и В₋, импульсные входы которых присоединены к выходным зажимам счетных триггеров, а потенциальные — к шинам вычитания триггера полярности. В исходном состоянии (при нажатии кнопки сброс Ки) счетные триггеры и триггер полярности устанавливаются в состояние, при котором их левые транзисторы (левые плечи на схеме) оказываются открытыми, а правые — закрытыми. При этом шина вычитания 2 триггера полярности оказывается под отрицательным потенциалом, а шина сложения 1 — под нулевым. Такое распределение потенциалов обеспечивает возможность переноса информации через вентиль В₊, т. е. реверсивная декада устанавливается в режим сложения. Дополнительное управление работой счетной декады в режиме сложения осуществляется с помощью вентиля В1, связанного счетным триггером декады Т4. В исходном состоянии декады с левого плеча Т4 снимается нулевой потенциал, оставляющий вентиль В1 открытым. В этом случае нормальный режим сложения сохраняется до поступления на вход декады восьмого импульса. При этом Т4 перебростится, а отрицательный перепад напряжения, снимаемый с его левого плеча, закроет вентиль В1. Триггер Т4, в отличие от Т1—Т3, управляется не по счетному, а по раздельным входам. В режиме сложения на вход правого плеча Т4 поступают счетные импульсы с выхода Т3, а на вход левого триода четвертого триггера — с выхода Т1. Последние не влияют на состояние Т4 до поступления на вход декады восьмого импульса, так как в это время левый триод Т4 открыт. При поступлении восьмого импульса левый триод Т4 закрывается, а очередной отрицательный перепад с выхода Т1, соответствующий десятому входному импульсу, вновь перебрасывает Т4 и приводит декаду в исходное состояние. Связь Т1 с левым плечом Т4 осуществляется через вентиль В5. С целью повышения устойчивости работы декады в режиме сложения эта связь до прихода восьмого импульса разорвана В5 отрицательным потенциалом с пра-

ного плеча Т4. Дополнительное управление декадной в режиме вычитания обеспечивается вентилями В2—В4 и инвертором Ин. Шина вычитания 2 находится при этом под нулевым потенциалом, в результате чего пропускается информация с левых плеч счетных триггеров через вентили В₂. В процессе последовательного вычитания положительных чисел от +9 до +1 вентиль В2 открыт, а В4 закрыт, что осуществляется с помощью схемы совпадения на три входа — вентиля В3 и инвертора Ин. Входы В3 подключены к выходам правых плеч счетных триггеров Т2, Т3 и Т4. При вычитании от +9 до +1 на выходе В3 сохраняется нулевой потенциал, поддерживающий вентиль В2 в открытом состоянии. При этом вентиль В4 поддерживается в закрытом состоянии отрицательным потенциалом с выхода инвертора Ин, обусловленным нулевым уровнем на выходе В3. В этом случае счет идет через вентиль В2 обычным образом. В положении 1000 (т. е. при записи в декаде +1) с выходов правых плеч триггеров Т2, Т3 и Т4 на вход вентиля В3 поступают отрицательные потенциалы; выходной отрицательный уровень вентиля В3 запирает В2 и повышает до нуля отрицательный потенциал инвертора. Вентиль В4 при этом открывается и дальнейший счет пойдет через него. Диаграммы состояния триггеров, иллюстрирующие работу схемы, представлены на рис. 2. Состояние триггеров в зависимости от считываемого числа приведено в таблице:

Число	Состояние триггеров декады				Положительное число, соответствующее данному состоянию триггеров
	T1	T2	T3	T4	
+9	1	0	0	1	9
+8	0	0	0	1	8
+7	1	1	1	0	7
+6	0	1	1	0	6
+5	1	0	1	0	5
+4	0	0	1	0	4
+3	1	1	0	0	3
+2	0	1	0	0	2
+1	1	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0
-1	1	0	0	1	9
-2	0	0	0	1	8
-3	1	1	1	0	7
-4	0	1	1	0	6
-5	1	0	1	0	5
-6	0	0	1	0	4
-7	1	1	0	0	3
-8	0	1	0	0	2
-9	1	0	0	0	1

Как следует из таблицы, отрицательные числа в двоичном коде записываются как дополнения соответствующих положительных чисел до 10; т. е. два числа, одно из которых X — положительное, а другое Y — отрицательное, определяемое отношением

$$|X| + |Y| = 10 \quad (3)$$

в двоичном коде, записываются одинаково. Это свойство используется для выбора схемы предварительного дешифратора. Последний представляет собой двоичную матрицу с десятью выходными шинами на 10 чисел в двоичном коде. Появление высокого (отличного от нуля) отрицательного потенциала

на одной из выходных шин матрицы может быть расшифрован в зависимости от состояния триггера знака $T_{зн}$ (работа которого будет рассмотрена ниже) двойным образом: либо в данный дискретный момент времени дешифруется записанное в декаде положительное число (значение которого совпадает с номером выходной шины дешифратора), либо отрицательное, абсолютное значение которого дополняет указанное положительное число до десяти. Иными словами, каждой выходной шине матрицы соответствует пара чисел: $+1$ и -9 , $+2$ и -8 , $+3$ и -7 и т. д. Для окончательной дешифровки чисел, записанных в декаде, требуется, очевидно, дополнительная информация о знаке. Блок—схема конечного дешифратора (КД) для одной пары взаимодополняющих друг друга до десяти цифр показана на рис. 3. Схема состоит из четырех схем совпадения И на два входа, двух схем сборки ИЛИ и триггера знака $T_{зн}$. На один вход каждой схемы И поступает сигнал с одного плеча триггера знака, а на другой — сигнал с одной из двух шин дешифратора, с которых снимаются два дополняющих друг друга до 10 числа. В каждый

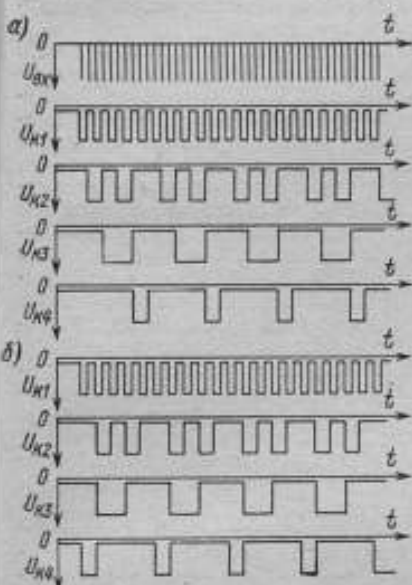


Рис. 2. Диаграмма временных состояний реверсивной декады: а — для режима сложения; б — для режима вычитания

дискретный момент времени высокий потенциал может появиться только на выходе одной из четырех схем совпадения. Он подается на индикаторную лампу (например, типа ИН—2), и на табло зажигается соответствующая цифра. Одновременно сигнал с триггера знака подается на индикаторную лампочку, фиксирующую знак числа.

Рассмотрим принцип дискриминации знака числа, записанного в реверсивном счетчике. Триггер знака $T_{зн}$ и схема фиксации знака должны менять свое состояние при переходе через 0 накопленного в процессе реверсивного счета числа в счетчике. Схема дискриминации знака числа для трехразрядного счетчика показана на рис. 4.

Очевидно, что схема дискриминации знака должна быть связана только с младшей декадой счетчика, так как отрицательные числа могут появляться только при вычитании от нуля. При этом нуль понимается как нуль во всех декадах одновременно, следовательно, в схему знака должен входить дешифратор нуля (число входов схемы И, соответствующей числу декад в счетчике), на выходе которого при наличии нулей во всех декадах появляется отрицательный импульс.

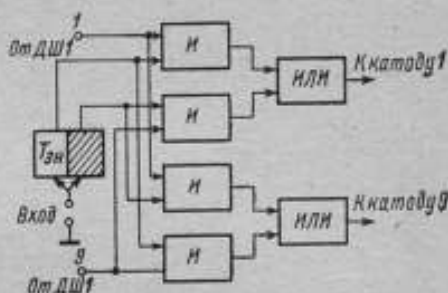


Рис. 3. Блок-схема конечного дешифратора взаимодополняющих чисел.

Очевидно, что появление импульса на выходе дешифратора нуля характеризует переход схемы от $+1$ к -1 или от -1 к $+1$ через нуль, т. е. в этот момент должен быть изменен знак.

Импульс с выхода дешифратора нуля устанавливает триггер нуля T_0 в положение, при котором на коллекторе его правого триода появляется отрицательный потенциал. Тогда, если после нуля приходит $+1$ или -1 с матрицы младшей декады, на выходе схем совпадения — И1 или И2 соответственно появляется отрицательный импульс, переключающий триггер знака T_{3H} в то или иное положение, соответствующее положительным или отрицательным числам. Одновременно импульс с выхода И1 или И2 сбрасывает T_0 — приводит его в исходное состояние. Блокинг-генераторы Бг служат для формирования импульса запуска триггера знака.

Счетчик выполнен на унифицированных триггерах типа П22—13—06. В качестве вентиля В1—В5 использованы импульсно-потенциальные схемы совпадения, состоящие из диода (импульсный вход), сопротивления (потенциальный вход) и емкости. Вентили, обеспечивающие связь между триггерами в режимах сложения и вычитания, также представляют собой импульсно-потенциальные схемы и состоят из дифференцирующей цепочки,

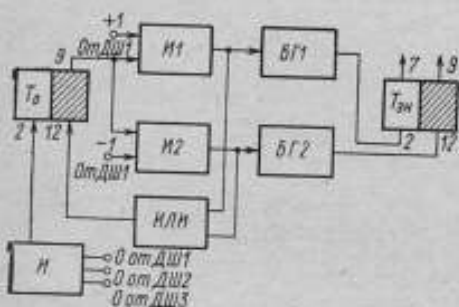


Рис. 4. Блок-схема дискриминации знака

сопротивления, диода и емкости. В качестве вентиля В3 использована унифицированная схема совпадения типа П22—82—01. Инверторы выполнены по типовой схеме на триоде типа П416. В качестве устройства визуальной индикации записанного в счетчике числа применены индикаторные лампы типа ИН—2. Схема индикации каждой декады включает в себя 10 ключей, собранных на транзисторах 2Т301Д. Через эти ключи катоды ламп ИН—2 подключены к соответствующим выходам схем индикации. На аноды индикаторных ламп подается напряжение $+200$ В. В исходном состоянии ключи закрыты, и к катодам ИН—2 прикладывается напряжение питания ключей, равное $+30$ В. Таким образом, в исходном состоянии разность потенциалов анод—катод составляет 170 В, что недостаточно для зажигания. При подаче на вход ключа импульса с дешифратора ключ открывается, потенциал катода снижается до нуля, и напряжение промежутка анод—катод становится равным 200 В — происходит зажигание.

Экспериментальная проверка функционирования реверсивного счетчика, построенного по предлагаемому способу, в качестве устройства для накопления и регистрации информации в дискретном квазимультиметрическом коррелометре показала вполне удовлетворительные результаты. Счетчик использовался при анализе коррелометром инфразвуковых случайных процессов с частотным диапазоном в области $0,01 - 10$ Гц. Максимальная скорость счета (в режимах сложения и вычитания), определяемая частотой работы блока выборки весовых коэффициентов, составляла $7,5$ кГц, минимальная — 500 Гц. Счетчик работал вполне устойчиво и надежно. Наглядная визуальная индикация, малые габариты, сравнительная простота технического исполнения в сочетании с возможностью реверсивного счета и регистрации двоично-десятичных биполярных кодов делают предлагаемый метод построения счетчика перспективным и применимым для большого числа приборов и устройств вычислительной техники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Стопский С. П. Счетчики числа импульсов и их применение. М. — Л., «Энергия», 1968, 133 с., с илл.
2. Дроздов Е. А., Пятибратов А. П. Автоматическое преобразование и кодирование информации, М., «Советское радио», 1964, 543 с., с илл.

Поступила в редакцию
19/III 1974 г.

УДК 621.391.273: 519.272

С. С. БЕРЕЗИН, Е. И. КОРОВКИН, В. П. ПИАСТРО, Е. А. САЛОМАСОВА,
В. В. СИДОРЕНКО

ВНИИМ

КОМПЛЕКС АППАРАТУРЫ ДЛЯ КОРРЕЛЯЦИОННО-СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ ИНЧ-ДИАПАЗОНА

Несмотря на широкое использование методов математической статистики в научных исследованиях, до сих пор не освоено серийное производство коррелометров, дисперсиометров, анализаторов спектральных плотностей и т. д. Имеющиеся разработки не обладают такими характеристиками как высокая быстродействие, малая погрешность и инвариантность результатов эксперимента к закону распределения амплитуд входного сигнала. Вес и габариты подобных устройств весьма велики; практически отсутствует аппаратура для статистического анализа инфразвуковых случайных сигналов. Такое положение привело к разрыву между высоким теоретическим уровнем научных разработок и практической реализацией полученных результатов.

Во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева спроектирован и изготовлен комплекс малогабаритной аппаратуры повышенного быстродействия для измерения корреляционных и спектральных характеристик инфразвуковых случайных сигналов. В аппаратуре реализован квазимультимпликативный метод измерения, основанный на взвешенном логическом умножении, суммировании и усреднении ординат сигналов, представляемых в виде конечных редуцирующих полиномов. Для определения корреляционных зависимостей используется алгоритм

$$R_{xy} \left[\frac{T}{N} \mu \right] = \frac{1}{N-\mu-1} \sum_{l=1}^{S_x} \sum_{l=1}^{S_y} \xi_{ll} \left[\sum_{k=1}^{N-\mu} \gamma^k(k, \mu) \right], \quad (1)$$

где N — объем выборки, μ — задержка в количестве шагов T/N (T — длительность реализации); S_x, S_y — количество интервалов квантования сигналов в каналах x и y ; ξ_{ll} — весовой коэффициент l -го интервала анализа; $\gamma^k(k, \mu)$ — функция задержки μ и текущего дискретного времени k , принимающая значения 1 или 0 в зависимости от попадания или непадания выборки сигнала $x(t)$ в l -й интервал при попадании выборки сигнала $y(t)$ в l -й интервал квантования по уровню.

При работе по выбранному алгоритму коррелометр-спектроанализатор в режиме определения корреляционной функции должен выполнять операции по преобразованию входной аналоговой информации в дискретно-импульсную форму, дискриминации импульсной последовательности по S_x, S_y интервалам квантования, сдвигу одного сигнала относительно другого на текущую величину $\tau = \frac{T}{N} \mu$, подсчету числа попаданий мгновенных произведений ординат сигналов $X \left[\frac{T}{N} k \right]$ и $Y \left[\frac{T}{N} (k + \mu) \right]$ в l -е интервалы анализа с весом ξ_{ll} и усреднению накопленной суммы по $N-\mu-1$ отсчетам.

Примененный в аппаратуре алгоритм спектральной плотности случайных сигналов основан на использовании Фурье-преобразования соотношения (1) и записывается в виде

$$S_{xx}(\omega) = \frac{T}{N(N-1)} \sum_{j=1}^{S_x} \sum_{l=1}^{S_y} \left[\varepsilon_{jl} \sum_{k=1}^N \gamma_k(k) \right] + \frac{2T}{N} \sum_{\mu=1}^{\mu_{\max}} \left\{ \cos \omega \frac{T}{N} \mu \sum_{j=1}^{S_x} \sum_{l=1}^{S_y} \left[\varepsilon_{jl} \sum_{k=1}^{N-\mu} \gamma_{jl}(k, \mu) \right] \right\}. \quad (2)$$

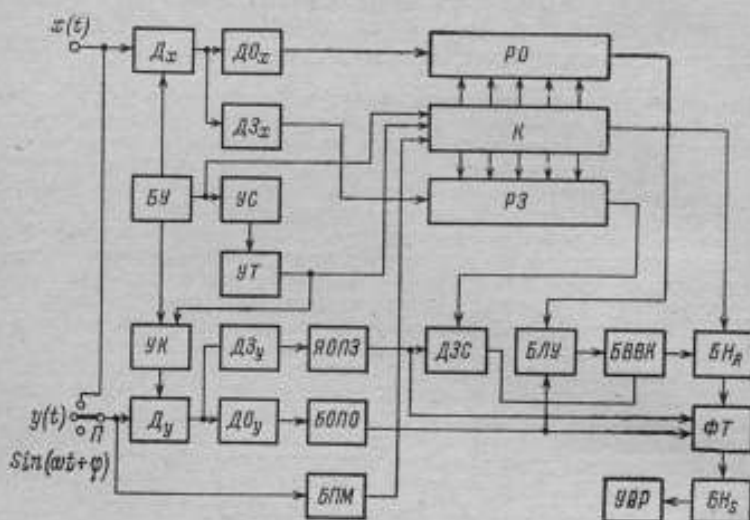


Рис. 1. Функциональная схема прибора

D_x, D_y — дискретизаторы каналов x и y ; BU — блок управления; $УК$ — управляемый ключ; $D0_x, D0_y$ — дискриминаторы ординат каналов x и y ; $УС$ — устройство счета; $УТ$ — управляющий триггер; $D3_x, D3_y$ — дискриминаторы знака каналов x и y ; $БОПО$ — блок оперативной памяти ординат; $БОПЗ$ — ячейка оперативной памяти знака; $БПМ$ — блок поиска максимума; PO — регистр ординат; PZ — регистр знака; K — коммутатор; $БЛУ$ — блок логического умножения; $D3C$ — дискриминатор знакового соответствия; $БВВК$ — блок выборки весовых коэффициентов; $БН_k$ — блок накопления ординат корреляционной функции; $ФТ$ — Фурье-трансформатор; $БН_s$ — блок накопления ординат спектральной плотности; $УВР$ — устройство вывода результатов; P — переключатель.

При реализации алгоритма (2) устройство выполняет операции по временной дискретизации вспомогательных косинусоидальных функций с шагом, равным шагу дискретизации корреляционной функции, перемножению $\cos \left[\omega \frac{T}{N} \mu \right]$ и $R_{xx} \left[\frac{T}{N} \mu \right]$ в точках совпадения аргумента μ и суммирование полученных результатов.

Техническая характеристика аппаратуры

Частотный диапазон обрабатываемых сигналов, Гц	0,01—10
Максимальный входной сигнал $U_{\text{вх. макс}}$, В	$\pm 3,15$
Количество точек корреляционной функции, одновременный анализ которых обеспечивается прибором	100
Средняя квадратическая погрешность измерения ординат корреляционной функции, % от $R_{xx}(0)$	не более 6
Длительность цикла определения 100 ординат $R_{xx} \left[\frac{T}{N} \mu \right]$ в зависимости от ширины входных сигналов, мин	5—30
Максимальное время задержки, $\tau_{\text{max}_1}, \tau_{\text{max}_2}, \tau_{\text{max}_3}$	1, 10, 100
Погрешность определения спектральной плотности в полосах анализа, %	6
Шаг изменения задержки, с	0,01; 0,1; 1

Функциональная схема прибора изображена на рис. 1. Коррелометр спектроанализатор является двухканальным вычислительным устройством. При определении автокорреляционной функции $R_{xx} \left(\frac{T}{N} \mu \right)$ входной сигнал подается на вход $x(t)$, причем на вход канала y этот сигнал попадает через переключатель П. Для определения взаимокорреляционной функции $R_{xy} \left(\frac{T}{N} \mu \right)$ коррелируемые сигналы подаются на оба входа прибора $x(t)$ и $y(t)$. Визуальное наблюдение входных сигналов и результатов анализа осуществляется с помощью осциллографа С1—19Б. Кроме того, накопленные прибором ординаты корреляционной функции могут измеряться при помощи вольтметра ВК7—10А и встроенного стрелочного прибора. Спектральная плотность $S_{xx}(\omega)$ вычисляется по предварительно определенной корреляционной функции. В этом случае на вход $y(t)$ последовательно подается набор синусоидальных колебаний различных частот от генератора ГЗ—47. Аналоговые случайные сигналы преобразуются в дискретно-временные последовательности и дискриминируются по двум интервалам квантования в канале x и по четырем — в канале y (количество интервалов квантования указано для одной полярности сигналов).

Переход от одного режима к другому осуществляется специальным переключателем, вынесенным на переднюю панель прибора и имеющим три положения. Исполнительным элементом, задающим режимы работы прибора, служит управляющий триггер УТ.

1. Режим определения корреляционной функции

В этом режиме аналоговые случайные сигналы $x(t)$ и $y(t)$ поступают на входы каналов x и y . Дискретизатор Дх преобразует входной аналоговый сигнал в биполярную последовательность импульсов постоянной длительности и скважности, амплитуды которых линейно связаны с ординатами входной аналоговой информации. Для уменьшения количества элементов в схеме использован принцип обработки модулей исследуемых сигналов с одновременным запоминанием знаковой информации. Дискриминатор ординат ДОх настроен на пороговое напряжение 1,58 В. Отрицательный перепад напряжения на выходе ДОх имеет место в тех случаях, когда модуль входного сигнала превышает порог 1,58 В, а отсутствие отрицательного уровня несет информацию о пребывании модуля входного сигнала в первом интервале квантования (0 — 1,58 В).

Знаки выборок входных сигналов определяются дискриминатором знака ДЗх. Пороговый уровень ДЗх равен 20 мВ. При превышении отрицательным входным сигналом этого порога на выходе ДЗх появляется отрицательный перепад напряжения, регистрирующий отрицательную полярность входного сигнала в момент данной выборки. Задержка дискретизированных сигналов, несущих информацию об ординате сигнала и его знаке, осуществляется соответственно регистрами РО и РЗ, управляемыми коммутатором К. Регистры и коммутатор собраны на триггерах типа ЭРО. Коммутатор имеет столько же рабочих ячеек, сколько и регистр. Импульсы, осуществляющие сдвиг информации вдоль регистров РО и РЗ, поступают с выхода блока управления БУ на коммутатор. При этом последовательно изменяются состояния триггеров коммутатора с частотой 25 кГц. Одновременно происходит очистка триггеров регистров, т. е. подготовка их к приему информации.

Ввод информации в РО и РЗ из блоков ДОх и ДЗх осуществляется до полного заполнения ячеек регистров. Индикация момента полного заполнения РО и РЗ производится устройством счета УС, связанным с индикаторными лампами. При поступлении на вход первой счетной декады УС 100 импульсов дискретизации вторая декада УС переполняется, и на управляющий триггер УТ поступает импульс, изменяющий его состояние, что соответствует окончанию режима записи информации в память устройства.

При переборе управляющего триггера информация, считываемая коммутатором с триггеров РО и РЗ, синхронно с переключением триггеров коммутатора подводится (с учетом весовых коэффициентов) к 100 накопительным конденсаторам блока накопления ординат корреляционной функции БНр. Каждый конденсатор оказывается, таким образом, подключенным с помощью магнитно-управляемых контактов на время, равное 12,5 мс. В устройстве использован принцип некоррелированных выборок, т. е. на время ввода и считывания ординатной и знаковой информации в канале x соответствующая информация в канале y фиксируется и не меняется.

Биполярный аналоговый входной сигнал $y(t)$ преобразуется в однополярную импульсную последовательность (метод преобразования аналогичен изложенному выше). Дискриминатор ординат ДОу состоит из пяти пороговых элементов, из которых три работают в режиме определения корреляционной функции.

Порог срабатывания дискриминатора знака равен — 20 мВ. Знак текущей ординаты корреляционной функции определяется дискриминатором знакового соответствия ДЗС, на входы которого поступает информация о знаке ординаты $x(t)$ с регистра знака РЗ и о знаке ординаты $y(t)$ с ячейки оперативной памяти знака ЯОПЗ. Соответственно на накопительные емкости делителей на сопротивлении, расположенных в блоке выборки весовых коэффициентов БВВК, подается напряжение положительной или отрицательной полярности. Входной сигнал канала У, преобразованный в последовательность импульсов отрицательной полярности, поступает на входы трех пороговых устройств. Если мгновенная ордината $y(t)$ находится, например, в интервале между уровнями срабатывания первого и второго пороговых устройств (что соответствует пребыванию $y(t)$ во втором интервале квантования), на выходе первого появится отрицательный импульс. Разрешающее напряжение поступает при этом на соответствующие схемы совпадения блока выборки весовых коэффициентов БВВК и управляемый ключ УК размыкает цепь ввода информации в канал y . По окончании режима считывания информации и записи ее в накопительные конденсаторы с учетом весовых коэффициентов, т. е. после вторичного перебора управляющего триггера, начинается новый цикл работы устройства.

Определение функции корреляции в устройстве не сопровождается операцией пропорционального умножения, а сводится к запоминанию простейших альтернативных событий 0 и 1. Затем с помощью схем совпадения блока логического умножения БЛУ производится оценка количества актов одновременного пребывания сигналов $x(t)$ и $y(t)$ в определенных интервалах анализа. Пребывание сигналов $x(t)$ и $y(t)$ в одном из интервалов анализа фиксируется схемой совпадения, воздействующей на магнитноуправляемый

контакт, который подключает i -ю накопительную емкость к делителям напряжения, находящимся в блоке БВВК. При этом к i -му накопительному конденсатору блока БН_R подводится напряжение, пропорциональное весовым коэффициентам интервалов анализа. Предусмотрена возможность подключения осциллографа к шине, объединяющей все накопительные емкости. На экране осциллографа по истечении времени, необходимого для полного заряда накопительных емкостей, можно наблюдать кривую корреляционной функции. Стирание накопительной информации производится путем разряда емкостей на землю. Визуальное наблюдение характера кривой $R_{xy} \left[\frac{T}{N} \mu \right]$,

точек ее перегибов и экстремумов, скорости спадания основного максимума позволяет в ходе определения корреляционной функции вносить коррективы, например, менять частоту дискретизации входного сигнала, выбирать необходимую длительность реализации случайного сигнала (длительность анализа) и т. п.

II. Режим медленного считывания

В этом режиме обеспечивается возможность последующего многократного просмотра формы измеренной величины $R_{xy} \left[\frac{T}{N} \mu \right]$ в целом или любой произвольно выбранной ее ординаты с помощью настроенного в устройство стрелочного прибора или входящего в комплект аппаратуры вольтметра типа ВК7—10А с одновременной регистрацией номера этой ординаты цифровым индикатором счетчика на лицевой панели прибора. При использовании вольтметра или стрелочного прибора частота считывания выбирается равной 0,5 Гц. Поиск интересующей оператора ординаты корреляционной функции начинается в момент нажатия кнопки «общий сброс». Номера зарегистрированных прибором ординат $R_{xy} \left[\frac{T}{N} \mu \right]$ последовательно появляются на цифровом табло. При появлении на табло номера искомой ординаты с помощью тумблера вручную прекращается подача импульсов в коммутатор и в счетчик; стрелочный прибор при этом оказывается подключенным к определенному накопительному конденсатору блока БН_R. При необходимости считывание ординат $R_{xy} \left(\frac{T}{N} \mu \right)$ можно продолжить, замыкая тумблер, при этом поиск будет продолжен со следующего номера ординаты корреляционной функции.

III. Режим определения спектральной плотности мощности случайных сигналов

Как известно, определение спектральной плотности мощности случайных сигналов методом Фурье-преобразования корреляционной функции сводится к последовательному перемножению ординат $R_{xy} \left[\frac{T}{N} \mu \right]$ на набор косинусоидальных функций в точках совпадения их аргументов и последующему интегрированию. Синусоидальный сигнал от генератора ГЗ — 47 подается на входной зажим канала y через переключатель П. Косинусоидальный сигнал, проходящий Ду, дискретизируется с частотой, равной частоте дискретизации сигналов в режиме определения корреляционной функции. Начало спектрального анализа должно совпадать с моментом достижения синусоидальным сигналом максимального значения, начиная с которого входной гармонический сигнал может считаться косинусоидальным.

Для отыскания максимального значения косинусоидального сигнала последний подается на схему поиска максимума, состоящую из ограничителя, двух триггеров и схемы совпадения. При достижении максимума отри-

цательной полуволны с выхода БПМ подается отрицательный перепад на запуск коммутатора. Дискриминация сигнала в этом режиме производится по пяти интервалам квантования. Пребывание косинусоидального сигнала с амплитудой 4 В в определенном интервале квантования регистрируется

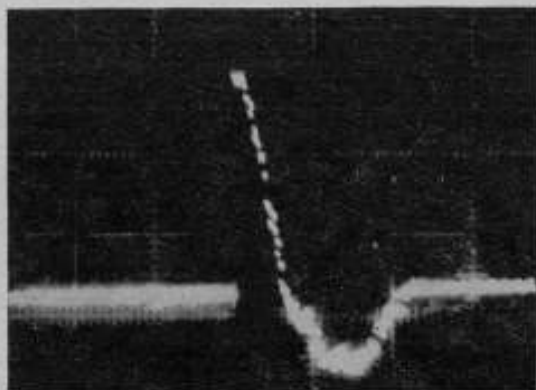


Рис. 2. Корреляционная функция случайного сигнала

четырьмя пороговыми устройствами и четырьмя схемами отрицания, находящимися в блоке дискриминации ДОу. В зависимости от того, в каком интервале квантования находится в каждый данный момент мгновенная вы-

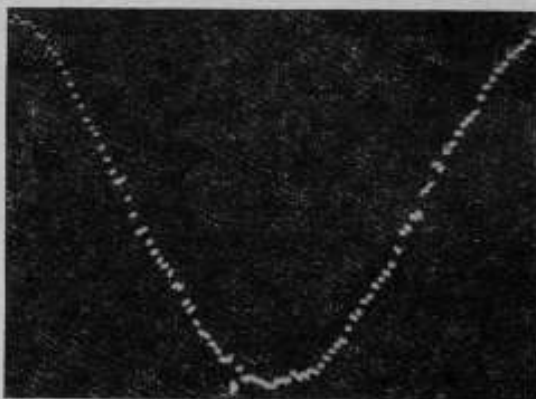


Рис. 3. Корреляционная функция синусоидального сигнала

борка косинусоидального сигнала, меняется постоянная времени интегратора блока БИ₂. Как только косинусоидальный сигнал достигает максимального значения, коммутатор начинает поочередно подключать к интегратору накопительные емкости через тот или иной резистор (в зависимости от зна-

чения $\cos \omega \left[\frac{T}{N} \mu \right]$. При подключении каждой из емкостей сигнал интегратора возрастает на величину, пропорциональную произведению ординаты корреляционной функции $R_{xy} \left[\frac{T}{N} \mu \right]$, записанной в этой емкости, на значение косинусоидального сигнала в данный момент. Текущая полярность записываемых в емкость интегратора сигналов определяется произведением $\left\{ \operatorname{sgn} (\cos \omega) \left[\frac{T}{N} \mu \right] \right\} \left\{ \operatorname{sgn} R_{xx} \left[\frac{T}{N} \mu \right] \right\}$ и учитывается с помощью группы магнитоуправляемых контактов в блоке $ВН_6$. Зарядные сопротивления выбира-

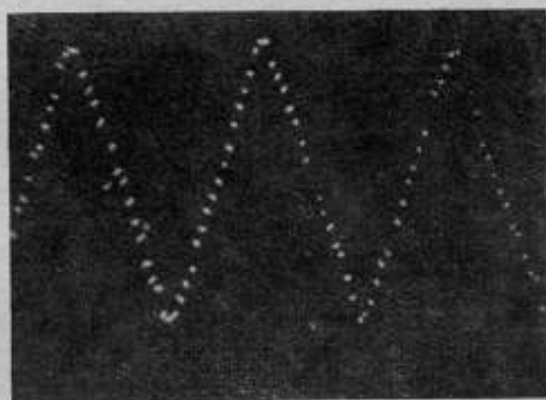


Рис. 4. Корреляционная функция прямоугольной импульсной последовательности

ются с учетом дифференциального закона распределения синусоидального сигнала. Интегратор включается в работу в момент срабатывания схемы поиска максимума; перед началом измерения каждой ординаты спектральной плотности триггеры поиска максимума приводятся в исходное состояние, а накопительная емкость интегратора разряжается.

Для того чтобы результирующий уровень измеряемой величины не зависел от частоты дискретизации сигнала, время заряда емкости интегратора при подключении каждой из них ограничивается до 5 мс (соответственно длительности импульса при максимальной частоте дискретизации 100 Гц).

На рис. 2—4 приведены корреляционные функции случайного сигнала, синусоидального напряжения и последовательности биполярных прямоугольных импульсов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Колтик Е. Д., Пиастро В. П., Яраловили Р. В. Новый принцип построения автоматических корреляторов. — «Труды метрологических институтов СССР». Исследования в области электрических измерений. М., Изд-во стандартов, вып. 98 (158), 1968, с. 182—187.

2. Козтик Е. Д., Коровкин Е. И., Пнастро В. П. и др. Измеритель спектральной плотности. Авт. свид. № 293215. — «Бюллетень изобретений», 1971, № 5, с. 17.

3. Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. М. — Л., «Энергия», 1967, 431 с., с илл.

Поступила в редакцию
19/III 1974 г.

УДК 621

О. И. ГУТОВ

ВНИИМ

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ПОВЕРКИ ФАЗОМЕТРОВ

В радионавигационных и радиопеленгационных системах широко применяются фазометры, работающие при изменении уровня выходного сигнала на 60—80 дБ. Однако при поверке этих систем возникают значительные трудности вследствие того, что измерительные двухфазные генераторы (ИДГ) в области высоких частот имеют амплитудно-фазовую погрешность (АФП), достигающую в диапазоне единиц мегагерц десятков градусов.

Разработанное во ВНИИМ устройство для поверки фазометров позволяет задавать и измерять фазовые сдвиги в широком диапазоне частот при малом значении АФП. Устройство включает в себя образцовый цифровой фазоизмеритель и измерительный двухфазный генератор, работающий по методу синтеза частот и позволяющий устанавливать при помощи декадных переключателей частоту выходного сигнала от 10 до 9999990 Гц с дискретностью 10 Гц*. Фазовый сдвиг, установленный с помощью градуированного фазовращателя (ГФ) на образцовой частоте 36 кГц, переносится на весь рабочий диапазон ИДГ. Кроме того, дополнительные фазовые сдвиги, вносимые аттенуаторами и подключением неидентичных комплексных нагрузок, непрерывно компенсируются системами автоматической подстройки фазы (АПФ).

Одноканальные фазометры облегчают калибровку ИДГ и позволяют измерять фазовые сдвиги между любыми точками поверяемого четырехполюсника. Функциональная схема устройства [1, 2] представлена на рис. 1. От генератора образцовой частоты (ГОЧ) сигнал частотой 1 МГц поступает на блок опорных частот (БОЧ), с помощью которого вырабатываются 22 спектрально чистых сигнала, отличающихся по частоте [3]. Эти сигналы подаются на одноименные входы блока синтеза частот (БСЧ), вырабатывающего три выходных сигнала, два из которых имеют одинаковую частоту, но могут отличаться по фазе, а третий, выполняющий функции гетеродина, отличается от рабочей частоты установки f_p на промежуточную частоту $f_{пр}$, равную 1 кГц. Сигнал рабочей частоты БСЧ через широкополосный усилитель ШПУ-1 (ШПУ-2) и аттенуатор Аттп-1 (Аттп-2) поступает на высокочастотный разъем Ш1 (Ш2) ИДГ и одновременно на вход емкостного делителя напряжения ЕДН-1 (ЕДН-2), который механически связан с аттенуатором. Если произведение коэффициента ослабления аттенуатора k_a на коэффициент ослабления ЕДН k_e при ступенчатом изменении выходного сигнала поддерживать постоянным ($k_a k_e \approx \text{const}$), то уровень сигнала, подаваемого на вход смесителя (преобразователя частоты), будет изменяться незначительно. Если напряжения гетеродина u_r и u_r^* , подаваемые на вторые входы смесителей СМ-1 и СМ-2, синфазны, что легко добиться подбором длины соединительных кабелей, то сигналы разностной частоты будут иметь такой же фазовый сдвиг, как высокочастотные сигналы. Сигнал разностной частоты биений выделяется избирательным или низко-

* При необходимости этот диапазон может быть расширен в сторону как низких, так и высоких частот.

частотным фильтром, а затем усиливается усилителем-ограничителем УО-1 (УО-2). Биполярные трапецеидальные импульсы УО поступают на вход импульсно-фазового детектора ИФД-1 (ИФД-2), а вторые входы ИФД непрерывно образуются импульсами образцового фазозадающего устройства ФЗУ. Мгновенное значение напряжения УО, соответствующее импульсу опроса ФЗУ, запоминается накопительной емкостью и через интегратор или фильтр нижних частот подается на управляющий вход узла автоматической подстройки фазы АПФ-1 (АПФ-2). Управляющее напряжение будет изменять фазу синтезируемой частоты 3 МГц до тех пор, пока выходное напряжение ИФД не станет примерно равным нулю. При этом фазовый сдвиг, задаваемый ФЗУ, будет равен фазовому сдвигу между сигналами промежуточной частоты, а при синфазности гетеродинных напряжений, поступающих на СМ-1 и СМ-2, — фазовому рассогласованию высокочастотных сигналов ИДГ.

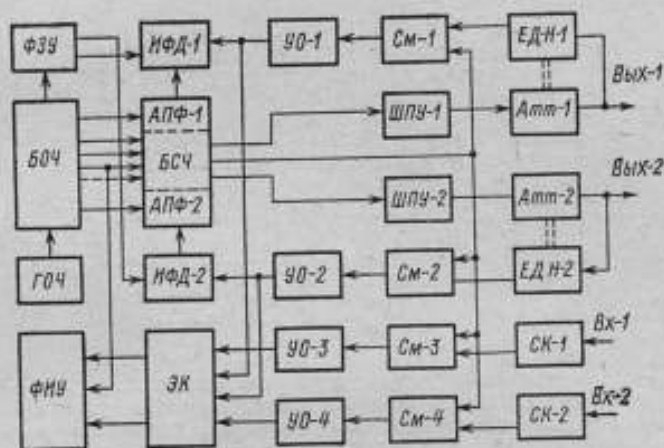


Рис. 1. Функциональная схема образцовой установки для поверки фазометров

Паразитные фазовые сдвиги, обусловленные временной и температурной нестабильностью частотно-фазовых характеристик ШПУ и каскадов синтезатора частот, а также вносимые аттенуаторами и подключением внешней нагрузки, передаются через ЕДН на вход смесителя (См) и компенсируются в каждом канале системами АПФ. Таким образом, к ШПУ, каскадам синтезатора частот, аттенуатору и внешней комплексной нагрузке не предъявляется жестких требований в части постоянства частотно-фазовых и временных характеристик. Вместе с тем фазовый сдвиг узлов, осуществляющих перенос фазового сдвига с рабочей частоты на промежуточную, усиление разностной частоты сигнала и сравнение его фазы с задаваемым сигналом ФЗУ, должен быть минимальным. Рассмотрим кратко эти погрешности.

Поскольку отклонение фазы ИДГ переносится на промежуточную частоту и преобразуется ИФД в низкочастотный сигнал, то с помощью весьма простого фильтра нижних частот (ФНЧ) можно получить необходимые частотные характеристики канала обратной связи.

Нагрузкой ИФД является накопительная емкость $C_{\text{н}}$, напряжение которой в установившемся режиме и при отсутствии возмущающей силы, мо-

жет быть описано выражением

$$u_{C_n} = u_{yO} \left(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_z}} \right) e^{-\frac{t}{\tau_p}}, \quad (1)$$

где u_{yO} — мгновенное значение напряжения УО, соответствующее поступлению импульса опроса ФЗУ; t_n — длительность импульса опроса; τ_z и τ_p — постоянные времени заряда и разряда C_n ; t — текущее время от 0 до T_0 .

Если период следования импульсов опроса $T_0 \ll \tau_p$, то величину u_{C_n} можно представить как сумму постоянной и переменной составляющих напряжения. Учитывая, что $\frac{t}{\tau_p} \ll 1$, и используя разложение функции, линейно изменяющейся во времени, в ряд Фурье [4], представим переменную составляющую напряжения в виде

$$u_{C_n} = \frac{u_{yO} T_0}{\tau_p} \left(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_z}} \right) \left(\sin \Omega t - \frac{\sin 2\Omega t}{2} + \frac{\sin 3\Omega t}{3} - \dots \right). \quad (2)$$

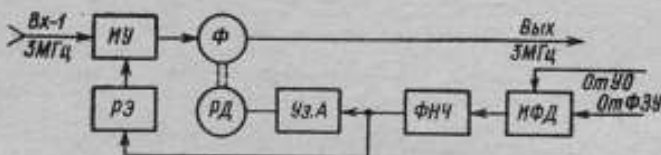


Рис. 2. Функциональная схема узла АПФ

Выходной сигнал ИФД через звено низко-частотного RC — фильтра поступает на вход узла АПФ, включающего в себя схемы электронной и электромеханической подстройки фазы. Электронная подстройка фазы осуществляется реактивным элементом РЭ, подключаемым параллельно контуру избирательного усилителя ИУ (рис. 2), а электромеханическая — круговым высокочастотным фазовращателем Ф, ось которого механически связана с реверсивным двигателем РД.

Выходные напряжения фильтра нижних частот

$$u_{\phi} = u_{упр} = u_{yO} \left(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_z}} \right) \left[\left(1 - \frac{T_0}{\tau_p} \right) - \frac{T_0}{\Omega \tau_p} \left(\cos \Omega t - \frac{\cos 2\Omega t}{2^2} + \frac{\cos 3\Omega t}{3^2} - \dots \right) \right] \quad (3)$$

воздействует на управляющий элемент АПФ.

Постоянная составляющая этого напряжения

$$u_{упр,с} = u_{yO} \left(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_z}} \right) \left(1 - \frac{T_0}{\tau_p} \right) \quad (4)$$

изменяет фазу синтезируемого напряжения сигнала, равного 3 МГц, а переменная

$$u_{упр,~} = \frac{u_{yO} T_0}{\Omega \tau_p} \left(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_z}} \right) \left(\cos \Omega t - \frac{\cos 2\Omega t}{2^2} + \frac{\cos 3\Omega t}{3^2} - \dots \right) \quad (5)$$

приводит к паразитной фазовой модуляции выходного сигнала ИДГ. Широкое распространение в системах автоматического регулирования, работающих в диапазоне частот 0,1—50 МГц, получили реактивные диоды, реактивные электронные лампы и транзисторы.

Реактивное сопротивление, а следовательно, фазу выходного сигнала в ИУ можно регулировать, изменяя крутизну характеристики S управляемого элемента при помощи $u_{упр}$. При этом

$$C_{эки} = RC \left(S_0 + \frac{dS}{du_{упр}} u_{упр} \right), \quad (6)$$

где S_0 — крутизна характеристики УЭ при $u_{упр} = 0$; $\frac{dS}{du_{упр}}$ — производная крутизны S по $u_{упр}$; RC — постоянная времени дифференцирующей цепи РЭ.

Емкость закрытого p - n -перехода [5] также изменяется под действием $u_{упр}$

$$C_{эки} = C_0 \sqrt{\frac{u_\phi}{u_0 + u_\phi + u_{упр}}}, \quad (7)$$

где $C_0 = \frac{\epsilon\epsilon_0 S}{d}$ — емкость p - n -перехода при $u_0 + u_{упр} = 0$; u_ϕ — диффузионный потенциал; u_0 — начальное напряжение смещения p - n -перехода.

Используя приближенную формулу $\frac{1}{\sqrt{A \pm \alpha}} = \frac{1}{\sqrt{A}} \left(1 \mp \frac{\alpha}{2A} \right)$, можно вычислить изменение емкости полупроводникового диода при $u_{упр} \ll u_0 + u_\phi$

$$\Delta C_{эки} = C_0 \sqrt{\frac{u_\phi}{u_\phi + u_0}} \cdot \frac{u_{упр}}{2(u_0 + u_\phi)}. \quad (8)$$

Аналогично для реактивной лампы (транзистора)

$$\Delta C_{эки} = RC \frac{dS}{du_{упр}} u_{упр}. \quad (9)$$

Для пентодов и полевых транзисторов производная $\frac{dS}{du_{упр}}$ остается практически постоянной при значительных изменениях $u_{упр}$, что очень важно при использовании этих элементов в линейных системах АПФ.

Наличие переменной составляющей на входе управляющего элемента приводит к паразитной фазовой модуляции сигнала на выходе ИУ, равной: для реактивной лампы

$$\psi = \frac{QRC}{2C_K} \cdot \frac{dS}{du_{упр}} u_{упр}; \quad (10)$$

для реактивного диода

$$\psi = \frac{QC_0 u_{упр}}{4C_K (u_0 + u_\phi)} \cdot \sqrt{\frac{u_\phi}{u_\phi + u_0}}, \quad (11)$$

где C_K и Q — емкость и добротность контура избирательного усилителя соответственно. Так как переменная составляющая $u_{упр}$ зависит от постоянной времени интегрирующей цепи τ , то для снижения ψ желательно увеличить τ . Однако при выборе фильтра в петле АПФ необходимо учитывать и другие параметры замкнутой системы автоматического регулирования, которые обеспечили бы наивысшую фильтрующую способность при заданной полосе удержания. Кроме того, увеличение τ снижает быстродействие системы АПФ. Помимо $u_{упр}$, на вход УЭ поступают помехи, которые, воздействуя на сис-

тому автоматического регулирования, вызывают дополнительную паразитную фазовую модуляцию, ухудшающую работу радиотехнического устройства. Наиболее часто встречаются помехи, подчиняющиеся нормальному закону распределения (тепловые и дробовые шумы). Если уровень шума в десятки раз превышает уровень сигнала, то, зная закон изменения результирующего напряжения на выходе фильтра, можно определить спектральную плотность девиации фазы на выходе ИДГ [6].

Рассмотрим основные погрешности ИДГ, охваченного кольцом АПФ. Как отмечалось выше, при опросе формирователем коротких импульсов трапецидального выходного сигнала УО для малых фазовых сдвигов $\left(+\frac{2\pi\tau_{\phi}}{T} > \varphi > -\frac{2\pi\tau_{\phi}}{T} \right)$ и при коэффициенте передачи ФНЧ $k_{\phi} \rightarrow 1$ получаем

$$u_{\text{упр}} = k_n k_{\phi} u_{\text{УО}} = \frac{u_M \Delta\varphi}{\Omega\tau_{\phi}}, \quad (12)$$

где u_M — амплитуда трапецидального импульса УО; $k_n = \left(1 - e^{-\frac{t_n}{\tau_n}} \right) \times \left(1 - \frac{T_g}{\tau_p} \right)$ — коэффициент передачи ИФД; $\Delta\varphi$ — фазовый сдвиг между импульсами опроса и импульсами УО; τ_{ϕ} — время, в течение которого выходное напряжение УО изменяется от 0 до u_M .

Постоянная составляющая выходного напряжения ФНЧ, поступающая на вход реактивного элемента, сдвигает фазу синтезируемого сигнала, и тогда

$$u_{\text{упр}} = \frac{QRC}{2C_k} \cdot \frac{dS}{du_{\text{упр}}} \cdot \frac{u_M \Delta\varphi}{\Omega\tau_{\phi}}. \quad (13)$$

Отношение $\frac{\varphi_{\text{упр}}}{\Delta\varphi}$ показывает, во сколько раз уменьшается фазовый сдвиг, вносимый аттенуаторами, нагрузкой и каскадами ИДГ, при включении системы АПФ. Так, например, при $Q = 50$; $C_k = 250$ пф; $u_M = 3$ В; $\tau_{\phi} = 2 \cdot 10^{-6}$ с; $\frac{dS}{du_{\text{упр}}} = 2,5$ мА/В и $RC = 5 \cdot 10^{-9}$ с получаем $\frac{\varphi_{\text{упр}}}{\Delta\varphi} \approx 250$.

Если фазовый сдвиг, вносимый указанными узлами и каскадами ИДГ, не превышает $20-25^\circ$, то он полностью компенсируется электронной схемой АПФ. При большем сдвиге фаз в работу включается электромеханическая подстройка фазы, которая при помощи реверсивного двигателя поворачивает ось высокочастотного фазовращателя.

Рассмотрим остальные составляющие погрешности ИДГ. Фазовый сдвиг, вносимый ЕДН, составляет

$$\mu\varphi_{\text{ЕДН}} \approx \arctg \frac{R_1 C_1 - R_2 C_2}{\omega R_1 R_2 C_1 (C_1 + C_2)}, \quad (14)$$

где $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$ — постоянные времени входного и выходного звена ЕДН соответственно. Если постоянные времени τ_1 и τ_2 отличаются не более чем на 30%, то при $\tau = 0,02$ с для частоты $f = f_n = 20$ кГц имеем $\Delta\varphi_{\text{ЕДН}} \leq 0,01^\circ$, причем с повышением рабочей частоты ИДГ эта составляющая погрешности уменьшается.

Фазовый сдвиг, вносимый смесителем, равен

$$\Delta\varphi_{\text{СМ}} = \frac{z_i - z_{\text{вх}}}{z_i + z_{\text{вх}}} \Omega C_{\text{пр}} R_{\text{эвн}} \left[\frac{C_4^4}{2^3} S^{(4)} u_{\text{вх}}^3 + \frac{C_6^2}{2^5} S^{(6)} u_{\text{вх}}^5 + \dots \right], \quad (15)$$

где $u_{\text{вх}}$ — напряжение сигнала на входе смесителя (преобразователя частоты); $S^{(4)}$ и $S^{(6)}$ — четвертая и шестая производная крутизны по $u_{\text{вх}}$; $C_{\text{пр}}$ — проходная емкость преобразователя частоты; $R_{\text{эвн}}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки смесителя; $z_{\text{вх}}$ — входное сопротивление пре-

образователя частоты; z_i — входное сопротивление источника сигнала; C_n^m — число сочетаний из n элементов по m . Вследствие малого значения Ω и $u_{вх}$ составляющая этой погрешности будет незначительной. При изменении уровня сигнала, поступающего на вход УО, на ± 6 дБ от своего номинального значения ($u_{вх. опт} = 20$ мВ) возникает АПФ, не превышающая $\pm 0,03^\circ$ [7].

Рассмотрим особенности построения блока синтеза частот. Сигналы частотой 3,1 и 33 МГц с БОЧ поступают на входы смесителя-делителя СД-1, на выходе которого вырабатывается сигнал частотой 2,99 МГц (рис. 3). Этот сигнал через такой же смеситель-делитель СД-2, вырабатывающий сигнал частотой 3001 кГц, поступает на один из входов узла смесителя-фильтра СФ-1, который выделяет суммарную частоту биений 33001 кГц. Аналогично через узлы автоматической подстройки фазы АПФ-1 и АПФ-2

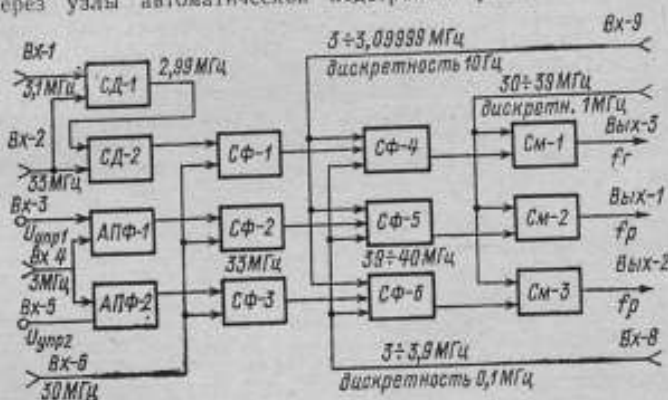


Рис. 3. Функциональная схема последних каскадов синтезатора частот

на входы смесителей-фильтров СФ-2 и СФ-3 подаются сигналы частотой 3 МГц, а на их выходах выделяются комбинационные составляющие сигнала частотой 33 МГц, отличающиеся по фазе. Фазовый сдвиг между этими сигналами изменяется с помощью узлов АПФ. Далее сигналы поступают на три идентичных канала. Вход-7 подключен к выходу младших разрядов синтезатора частоты [3], вырабатывающего сигнал от 3 до 3,099990 МГц с шагом 10 Гц. Вход-8 подключен к выходу электронного коммутатора «единицы мегагерц», коммутирующего сигналы частотой 30—39 МГц. На выходах смесителей $C_m-1 \div C_m-3$ с помощью фильтров нижних частот выделяются сигналы разностной частоты биений, которые затем усиливаются ШПУ. В качестве задающего генератора БОЧ используется узел 45—9, суточная нестабильность частоты которого не превышает $1 \cdot 10^{-8}$.

Помимо ИДГ, установка включает в себя цифровое фазоизмерительное устройство ФИУ, которое через электронный коммутатор ЭК (см. рис. 1) может подключаться к любому из двух усилителей-ограничителей УО — 1 или УО — 4. Периодически все триггеры счетных декад при помощи импульса сброса устанавливаются в нулевое положение. Дискретность цифрового ФИУ составляет $0,01^\circ$, время набора информации $t_{сн} = 1$ с, период обновления информации 10 с.

Для калибровки установки и снятия частотно-фазовых характеристик поверяемых четырехполосников служат два одноканальных фазоизмерителя, состоящих из последовательно соединенных согласующего каскада СК — 1 (СК — 2), смесителя C_m-3 (C_m-4) и усилителя-ограничителя УО — 3 (УО — 4). Калибровка заключается в следующем. Установив шкалы градуированного фазовращателя ГФ на нулевые деления и один из тумблеров «ге-

нератор — пробник» в положение «пробник», вращают вспомогательный фазовращатель ВФ и добиваются синфазности выходных напряжений ИДГ, которая контролируется одноканальным фазоизмерителем. Если при переключении СК с Выхода — 1 на Выход — 2 показания ФИУ не изменяются, то это означает, что выходные сигналы установок синфазны. Необходимый фазовый сдвиг между выходными сигналами устанавливается при помощи ГФ, один полный оборот которого вокруг своей оси вызывает приращение фазы на $360^\circ/n$ с погрешностью

$$\Delta\varphi_{\text{уст}} = \frac{2\Delta l}{nD}, \quad (16)$$

где D — диаметр шкалы; Δl — погрешность совмещения рисок шкалы; n — коэффициент деления делителей. Так, например, при $D = 10$ см, $n = 36$ и $\Delta l = 0,3$ мм получаем $\Delta\varphi_{\text{уст}} \approx 0,01^\circ$. При применении оптических систем в отсчетном устройстве ГФ погрешность $\Delta\varphi_{\text{уст}}$ может быть значительно снижена. При установке произвольного фазового сдвига между выходами ИДГ к составляющей погрешности $\Delta\varphi_{\text{уст}}$ добавляется еще фазовая погрешность, обусловленная нелинейностью шкалы ГФ. Для индуктивных фазовращателей 1,2 и 3-го классов точности [8] и выбранного значения n соответственно получаем $\Delta\varphi_{\text{нлн}} < 0,015$; $< 0,03$ и $< 0,06^\circ$. Однако эта погрешность является систематической и может быть учтена при градуировке прибора.

При исследовании ФЗУ, представляющего собой два идентичных канала, в каждом из которых последовательно включены низкочастотный фазовращатель, формирователь импульсов и делитель частоты, его временная нестабильность за три часа непрерывной работы не превышала $\pm 0,02^\circ$. Разработанная установка имеет следующие технические характеристики: диапазон частот от 10 до 9999990 Гц с дискретностью 10 Гц; подавление комбинационных составляющих, не кратных сигналу основной частоты, более 60 дБ; уровень нелинейных искажений $< 2,5\%$; напряжение выходного сигнала в любом из каналов регулируется ступенями через 10 дБ от 10 мВ до 3 В; фазовые сдвиги между выходами ИДГ устанавливаются плавно от 0 до 360° ; цена деления фазоизмерительного устройства $0,01^\circ$; результирующая погрешность установок с учетом АРП составляет $\sim 0,1^\circ$. Установка может осуществлять дистанционное управление частотой выходного сигнала путем коммутации сигналов постоянного тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гуторов О. И., Колтик Е. Д., Кравченко С. А. Фазометрическая поверочная установка. Авт. свид. № 331338. — «Бюллетень изобретений», 1972, № 9, с. 83.
2. Гуторов О. И., Гуторова А. Н., Колтик Е. Д., Кравченко С. А. Устройство для проверки высокочастотных фазометров. Авт. свид. № 427643. — «Бюллетень изобретений», 1974, № 19, с. 67.
3. Левин В. А. Стабилизация дискретного множества частот. М., «Энергия», 1970, 402 с.
4. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. М., «Наука», 1965, 555 с.
5. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967, 203 с.
6. Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М., «Связь», 1972, 259 с.
7. Гуторов О. И. Анализ погрешностей триггерного фазометра с усилителем — ограничителем следящего типа. — «Метрология», 1973, № 12, с. 38—45.
8. Колтик Е. Д. Измерительные двухфазные генераторы переменного тока М., Изд-во стандартов, 1968, 56 с.

Поступила в редакцию
19/III 1974 г.

СОДЕРЖАНИЕ

I. Общие вопросы

✓ Л. И. Довбета, Б. Л. Рывкин, Б. А. Школьник. Методы оценивания погрешности линейных преобразователей в динамическом режиме	3*
И. Б. Челпанов, Р. В. Яраловили. Вопросы методологии в практике статистических исследований технических объектов	6*
✓ Б. Л. Рывкин, Б. А. Школьник. Расчет погрешности воспроизведения случайных процессов линейными звеньями	11*
✓ Л. И. Довбета, Б. Л. Рывкин. Некоторые вопросы метрологического синтеза измерительной системы	19*
И. Б. Челпанов, Р. В. Яраловили. Об оценке необходимой длительности интервала наблюдений при статистических измерениях	21
✓ Б. А. Школьник. Методы решения уравнения идентификации	27

II. Методы определения параметров преобразователей

✓ Л. А. Мироновский, В. А. Славев. Метод линейных предсказаний с избыточностью для коррекции помех	31
✓ И. Х. Ибрагимов, А. Б. Курзнер. Анализ влияния помех на точность определения амплитуды сигнала дискретным Фурье-преобразованием	35
✓ А. И. Гуторова, А. Д. Хантель. Выбор параметров аналого-цифровых преобразователей при измерениях среднего и среднего квадратического значений периодических сигналов	38
✓ В. А. Левидов, О. Н. Тихонов, Г. П. Цивирко. Об оценке погрешности интегро-дифференцирующих преобразователей от нестабильности параметров	43
✓ А. С. Кустарев. Расчет параметров измерительной системы при авторегулировании по предельным отклонениям	46

III. Измерительные преобразователи и оценка их метрологических характеристик

✓ В. Н. Меркурьев, А. Д. Пенек, В. П. Пиастро. Устройства индикации и регистрации результатов измерений инфразвуковых коррелометров	58
✓ Л. И. Довбета, Г. Н. Максимова. Оценка рабочего диапазона сигналов при передаче их по многожильным кабелям	66
✓ Б. Г. Галкин, А. И. Гуторова, Е. К. Павлов. Устройство для определения экстремальных значений сигналов на инфранизких частотах	71
✓ В. В. Кочугуров, А. Б. Миркин. Цифровой компаратор частоты	75
✓ Е. Д. Колтик. Двухканальный синтезатор гармоник	81
✓ В. П. Пиастро, Е. А. Саломасова. Декадный реверсивный накопитель квазимультимпликативного коррелометра	89
✓ С. С. Березин, Е. И. Коровкин, В. П. Пиастро, Е. А. Саломасова, В. В. Сидоренко. Комплекс аппаратуры для корреляционно-спектрального анализа случайных сигналов ИИЧ-диапазона	95
✓ О. И. Гуторов. Устройство для проверки фазометров	102

Методы оценивания погрешности линейных преобразователей в динамическом режиме. Довбета Л. И., Рывкин Б. Л., Школьник Б. А. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с. 3—6

Исследована связь между интенсивностью искажений сигнала и точностью воспроизведения его параметров. Получены оценки погрешности воспроизведения среднего, среднего квадратического значения, корреляционной функции и других параметров сигнала. Предложен метод выделения главного линейного оператора при построении моделей преобразователей со слабо нелинейными характеристиками. Рассмотрена возможность разделения составленных погрешности преобразования. Табл. 1. Илл. 1. Библ. 5 назв.

УДК 621.317

Вопросы методологии в практике статистических исследований технических объектов. Челпанов И. Б., Ярашовиц Р. В. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с. 6—11.

Рассматриваются вопросы определения погрешностей при статистических измерениях. Выявляется цель статистических измерений. Статистические характеристики определяются как функции выборки или функционалы от реализации. Вводятся понятия истинного, действительного и измеренного значений, а также определения погрешности статистического измерения. В пределах одного измерения вводимые понятия определяются на одних и тех же выборках или отрезках реализации. Указывается, что средства измерения значений статистических характеристик могут быть аттестованы в соответствии с требованиями классической метрологии. Библ. 10 назв.

УДК 621.391.2 : 519.27.088

Расчет погрешности воспроизведения случайных процессов линейными звеньями. Рывкин Б. Л., Школьник Б. А. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230) с. 11—19.

Рассматривается погрешность воспроизводящего линейного преобразователя в динамическом режиме. Предлагаются простые модели случайных входных воздействий, аппроксимирующие реальные входные сигналы. Приведены результаты расчета на ЭЦВМ погрешности, обусловленной линейными искажениями для цепей с передаточными функциями первого и второго порядка. Илл. 6. Табл. 3. Библ. 4 назв.

УДК 62—52 : 389.63

Некоторые вопросы метрологического синтеза измерительной системы. Довбета Л. И., Рывкин Б. Л. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с. 19—24.

Рассматриваются некоторые вопросы метрологического синтеза измерительной системы. Приводится рекомендация по оценке суммарной погрешности измерительной системы и оптимальному разложению суммарной погрешности системы на составляющие. Илл. 2. Табл. 1. Библ. 7 назв.

УДК 621.317

Об оценке необходимой длительности интервала наблюдений при статистических измерениях. Челпанов И. Б., Ярашовиц Р. В. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с. 24—27.

Определяются границы применимости формулы для оценки интервала наблюдений при статистических измерениях и приводятся рекомендации по корректному использованию сведений об исследуемом процессе. Показано, что одна из классических формул для оценки интервала наблюдений при некоторых моделях сигнала дает заниженные результаты. Илл. 1. Библ. 3 назв.

УДК 517.948.3

Методы решения уравнения идентификации. Школьник Б. А. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с. 27—30.

Рассматривается метод решения интегрального уравнения идентификации с использованием разложения Фурье. Обсуждается выбор сглаживающих множителей при синтезе решения. Повышение точности метода достигается за счет выделения асимптотической компоненты решения. Библ. 5 назв.

УДК 621.391.832

Метод линейных предсказаний с избыточностью для коррекции помех. Мироновский Л. А., Сааев В. А. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с. 31—34.

Описывается метод линейных предсказаний аналогового сигнала измерительной информации, осуществленных с целью коррекции импульсных помех. Возможность проведения коррекции определяется величиной временной избыточности, вводимой в сигнал. В простейшем случае к исходному сигналу, условно разбиваемому на n участков, добавляется один или несколько избыточных участков. Это позволяет определить номер пораженного участка и провести коррекцию помехи. Илл. 2. Библ. 2 назв.

УДК 621.391.8:517

Анализ влияния помех на точность определения амплитуды сигнала дискретным Фурье-преобразованием. Ибрагимов И. Х., Курбанер А. Б. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с 35—38.

Проводится анализ погрешностей выделения амплитуды гармонического сигнала дискретным Фурье-преобразованием при наличии детерминированных и случайных помех. Приведены точные и средние отсчеты исследуемого сигнала, а также погрешность метода, обусловленная неточностью задания частоты полезного сигнала. Получены оценки погрешностей и дисперсий определения амплитуды и намечены пути их уменьшения. Библи. 3 назв.

УДК 621.391.24

Выбор параметров аналого-цифровых преобразователей при измерении среднего и среднего квадратического значений периодических сигналов. Гуророва А. И., Хантель А. Д. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с 38—43.

Приводится расчет составляющих погрешности измерения среднего и среднего квадратического значений синусоидального сигнала в зависимости от числа измерений и времени кодирования. Полученные аналитические выражения и графики позволяют выбрать оптимальные параметры аналого-цифрового преобразователя (время и частоту преобразования) для заданной погрешности определения статистических характеристик сигнала. Илл. 1. Библи. 2 назв.

УДК 621.391.24.088

Об оценке погрешности интегро-дифференцирующих преобразователей от нестациональности параметров. Левилов В. А., Тихонов О. Н., Цивирко Г. П. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с 43—46.

Рассматривается влияние нестациональности динамических параметров интегро-дифференцирующих преобразователей на результирующую погрешность. Предлагается определять эту погрешность по нестациональности амплитудной и частотной характеристик преобразователей. Табл. 1. Библи. 1 назв.

УДК 621.317—53

Расчет параметров измерительной системы при авторегулировании по предельным отклонениям. Кустарев А. С. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с 46—57.

Рассматривается система автоматического регулирования, использующая измеритель с предельным пороговым преобразованием. Предлагается аналитический метод определения параметров измерительной системы, учитывающий стабильность исходных процессов и погрешности звеньев цепи обратной связи. Приводятся формулы для расчета минимальной зоны расселения регулируемого параметра, минимального импульса регулирования и характеристики настройки порогового преобразователя. Илл. 3. Табл. 1. Библи. 4.

УДК 621.391.273.087.6

Устройство индикации и регистрации результатов измерений инфразвуковых коррелометров. Меркурьев В. Н., Пенев А. Д., Пиастро В. П. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с 58—66.

На схемное и конструктивное решение средств корреляционных измерений существенное влияние оказывает выбор устройства вывода результата (УВР). В качестве УВР в инфразвуковой корреляционной аппаратуре используются встроенные стрелочные приборы, самопишущие и цифропечатающие устройства, электронные и шлейфные осциллографы, перфораторы и др. Применение того или другого УВР диктуется конкретными требованиями к аппаратуре, способом дальнейшего использования результатов анализа, необходимостью обеспечения их наглядности и т. п. Илл. 5. Библи. 16 назв.

УДК 621.391.31.012

Оценка рабочего диапазона сигналов при передаче их по многожильным кабелям. Довбета Л. И., Максимова Г. И. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с 66—71.

Предлагается методика предварительной оценки динамического диапазона сигнала в кабельной линии связи измерительной системы. Приводятся результаты измерений помехозащищенности для типовых цепей кабелей. Илл. 2. Табл. 1. Библи. 2 назв.

УДК 621.391.26.029.5

Устройство для определения экстремальных значений сигналов на инфранизких частотах. Гакин Б. Г., Гуророва А. И., Павлов Е. К. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с 71—75.

Описывается устройство для измерения экстремальных значений сигналов на инфранизких частотах, представляющее собой приставку к цифровому вольтметру. Для построения его использованы унифицированные узлы — плоские микромодули. Дан анализ погрешностей. Илл. 2. Библ. 1 назв.

УДК 621.317.36

Цифровой компаратор частоты. Кочугуров В. В., Миркин А. Б. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с 75—80.

Рассматривается метод измерения взаимной кратковременной нестабильности частоты двух колебаний с равными или достаточно близкими частотами. Высокая разрешающая способность метода в широком диапазоне входных частот достигается применением гетеродинамирования сравниваемых колебаний по двум каналам с помощью плавного генератора и дальнейшим цифровым измерением определенного числа периодов различных частот. Оцениваются погрешности метода и предлагается устройство фазировки, уменьшающее некоторые из них. Приводятся ряд экспериментальных данных и практических рекомендаций. Илл. 4. Библ. 4 назв.

УДК 621.391.274

Двухканальный синтезатор гармоник. Коатин Е. Д. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с 81—89.

Рассмотрен принцип построения двухканальных синтезаторов гармоник с использованием систем преобразования частоты, круговых фазовращателей и суммирующих каскадов. Исследованы погрешности метода. Приведены расчетные формулы. Илл. 4.

УДК 621.391.273.087.9

Декадный реверсивный накопитель квазимультимпликативного коррелометра. Пиастро В. П., Саломасова Н. А. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с 89—95.

Приводится вариант накапливающего и регистрирующего реверсивного устройства для дискретных приборов корреляционного экспресс-анализа. Рассматривается вопрос о построении чувствительной реверсивной светной декады с цифровой индикацией. Приводится способ осуществления фиксации знака результата. Описывается работа реверсивного двоичного счетчика с обратными связями через дешифры и дешифраторы. Рассматривается схема индикации. Приводятся результаты экспериментальных исследований устройства, его параметры и область применения. Илл. 4. Табл. 1. Библ. 2 назв.

УДК 621.391.273.519.272

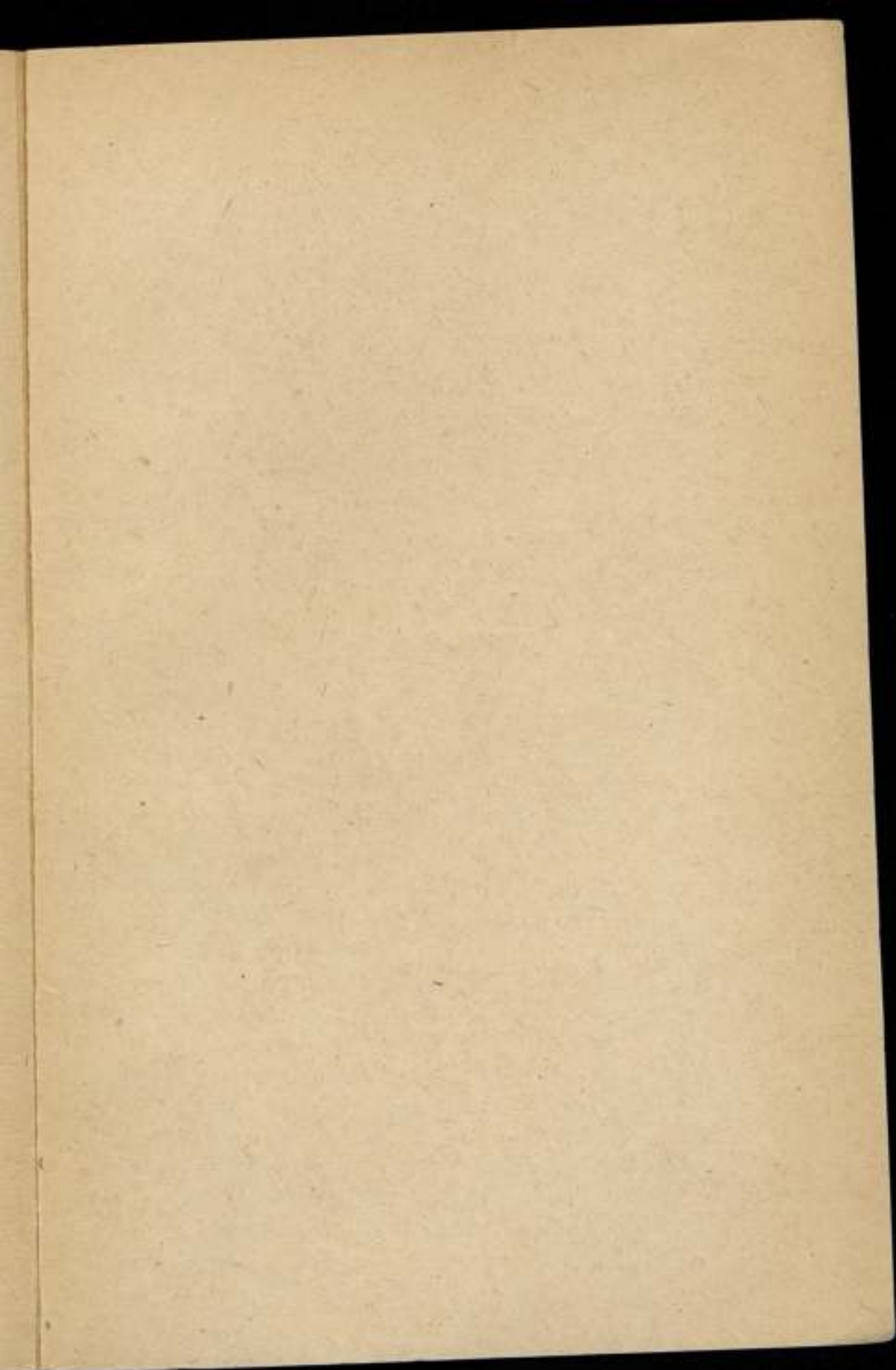
Комплекс аппаратуры для корреляционно-спектрального анализа случайных сигналов ИИЧ-диапазона. Березин С. С., Корошкин Е. И., Пиастро В. П., Саломасова Е. А., Сидоренко В. В. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230) с 95—102.

Приводится квазимультимпликативный метод определения корреляционной функции и алгоритм для измерения спектральной плотности мощности с помощью Фурье-преобразования корреляционной функции. Рассматривается принцип работы аппаратуры для корреляционно-спектрального анализа стационарных случайных сигналов инфранизкого диапазона частот. Приводятся результаты исследований. Илл. 5.

УДК 621

Устройство для проверки фазометра. Гуроров О. И. — «Труды метрологических институтов СССР. Исследования в области теории и техники измерительных систем», 1975, вып. 170 (230), с. 102—108.

Рассматривается новый метод и устройство для плавного воспроизведения фазовых сдвигов от 0 до 360° в диапазоне от низких частот до 10 (100) МГц с необходимой частотной дискретностью. Фазовый сдвиг между выходами измерительного двухфазного генератора при помощи узлов автоматической подстройки фазы поддерживается равным фазовому сдвигу, вырабатываемому низкочастотным фазозадающим устройством, независимо от значения частоты и уровня выходных сигналов. Рассматривается работа двухфазного генератора и анализируются основные составляющие погрешности. Илл. 3. Библ. 8 назв.



Цена 1 р. 15 к.