ГЛАВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ СЛУ; ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ГЛАВНАЯ ГЕОФИЗИЧЕСКАЯ ОБСЕРВАТОРИЯ им. А. И. ВОЕЙК(

ТРУДЫ

ВЫПУСК 292

МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКАЯ АППАРАТ ДЛЯ НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИ

NDS DN

Под редакцией канд. техн. наук Л. П. АФИНОГЕНОВА и канд. физ.-мат. наук М. С. СТЕРНЗАТА



ГИДРОМЕТЕОИЗДАТ

ЛЕНИНГРАД • 1972

Описываются новые метеорологические приборы и автоматические устройства для измерений и исследований в области метеорологии, а также методы автоматических измерений и обработки метеорологической информации.

Сборник рассчитан на специалистов, занимающихся разработкой приборов и методов измерений и исследованиями в приземном слое атмосферы, работников гидрометеорологической сети, связанных с эксплуатацией новых приборов, а также на преподавателей и студентов метеорологических вузов и техникумов.

ТРУДЫ ГГО, вып. 292

Метеорологическая аппаратура для научных исследований

Редактор Л. В. Царькова Технический редактор М. С. Костакова Корректоры: В. И. Гинцбург, Г. Н. Римант

16ор 19/1 1972 г. Подписано к печати 24/VII 1972 г. М-07351. Бумага 60×90¹/16, тип. № 12,25. Уч.-изд. л. 12,83. Тираж 820 экз. Индекс МЛ-287. Заказ 245. Цена 90 коп.

Гидрометеоиздат. Ленинград, В-53, 2-я линия, д. 23.

ская книжная типография Управления по печати при Совете Министров Карельской АСС Сортавала. Карельская, 42

К. К. ПОЛЕВИЦКИЙ, Е. Н. ШАДІ В. Н. АДНАL

ПОХОДНЫЙ НЕФЕЛОМЕТР ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГИСТРАЦИИ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ ДАЛЬНОСТИ ВИДИМОСТИ

Работа с автоматическим компенсационным нефелометром оказала, что в ряде случаев для измерения метеорологичес альности видимости (м.д.в.) целесообразно применять упропые приборы, когда точность определения измеряемой велич. эжит в пределах 15—20%. Это упрощение допустимо, так .д.в. по своей природе изменчива, что подтверждается значитс ым расхождением результатов измерений известными визуа ями и объективными методами при достаточно устойчивых мет ологических условиях.

В данной статье описывается походный нефелометр некомпен ионного типа. Он представляет собой автоматический однолу ой логарифмический фотометр непосредственного отсчета с пос иным углом наблюдения 45° и предназначен для измерения м.д. диапазоне 50 м—100 км.

Нефелометр состоит из:

- 1) датчика световых импульсов,
- 2) фотометрического блока,
- 3) «черного тела»,
- 4) самописца ПС-01.

В датчике световых импульсов нефелометра используется им ульсная лампа с большой яркостью луча, что дает возможност роизводить измерения круглосуточно и при наличии солнечног вета. Измерение прозрачности воздуха по светорассеянию по остоянным углом наблюдения 45° является наиболее выгодным аправлением, так как известно, что для угла 45° связь межд розрачностью атмосферы и коэффициентом рассеяния ρ(φ) прак ически однозначна в широком диапазоне изменения прозрач ости [2].

Метерологическая дальность видимости определяется по форуле

$$S=\frac{3}{\alpha}$$
.

(1)

3

я нефелометра имеет место следующее равенство:

$$S=\frac{K}{F_{\rm pac, \ 45^{\circ}}},$$

рас, 45° — рассеянный поток, воспринимаемый фотоэлектрон (ФЭУ) под углом наблюдения 45°.



P nc. 1.

Измерение рассеянного потока в приборе производится по вели не напряжения постоянного тока, питающего ФЭУ, которы вачен обратной связью, стабилизирующей величину снимаемог его нагрузки сигнала. Необходимое для этого изменение чувстви льности ФЭУ достигается за счет регулирования напряжения пи иния. Зависимость регулируемого напряжения питания ФЭУ с зетового потока имеет вид

$$U = a - b \cdot \lg F_{\text{pac, 45}^\circ},$$

де *a*>0 и *b*>0,

$$\lg F_{\mathrm{pac, } 45^{\circ}} = \frac{U-a}{b}.$$

Логарифмируя равенство (2) и подставляя в него выражени $_{1,7}F_{pac, 45^{\circ}}$ из (4), получим:

$$\lg S = \lg K - \lg F_{\text{pac, 45}^\circ},$$

$$\lg S = \lg K + \frac{a}{b} - \frac{1}{b} \cdot U,$$

$$\lg S = A + B \cdot U.$$

Таким образом, изменение напряжения питания ФЭУ зависит от логарифма измеряемой величины S.

Логарифмическая шкала обладает еще и тем достоинст позволяет легко получить значение относительной погр измерений во всем диапазоне измеряемой величины.

На рис. 1 приведена принципиальная схема нефелометра Сформированный объективом световой поток F от имп лампы \mathcal{I} поступает в атмосферу. Часть этого потока, расс в объеме ΔV , воспринимается под углом 45° к первонача направлению фотокатодом ФЭУ, включенного в схему с регу щей лампой Л2 с отрицательной обратной связью по п ФЭУ. Импульсный сигнал, снимаемый с нагрузки R_н, по на усилитель, на выходе которого пиковым детектором выде напряжение U_{вых} постоянного тока отрицательной поля Сумма этого сигнала и положительного напряжения сра U_{ср} поступает на сетку регулирующей лампы. Благодаря на обратной связи изменение светового потока, обусловленное (нием атмосферы, воздействует на ФЭУ, что приводит к измє тока в регулирующей лампе Л2, а следовательно, и к изме напряжения на ФЭУ. Это измененное напряжение регистри на самописце С и является мерой метеорологической дали видимости. Фиксируемое напряжение линейно связано с лог мом метеорологической дальности видимости.

Устройство походного нефелометра

Датчик световых импульсов представляет собой отдел блок. В качестве источника света используется импульсная л типа ИСШ-100-2, которая посылает световой поток в атмос Импульсная лампа устанавливается таким образом, чтобы з



Рис. 2.

ося канала находился в фокусе объектива. Электрическая тчика световых импульсов представлена на рис. 2.

эмм 4 и 5 трансформатора *Тр* снимается переменное напрякВ, которое выпрямляется высоковольтным кенотроном аряжает питающий конденсатор *C2*. С конденсатора *C2* эние подается на основные электроды и через делитель на поджигающий электрод импульсной лампы *Л1*. Схема т в режиме релаксационных автоколебаний, частота котожет быть выбрана подбором постоянной времени в цепи и *C1*.

R2=330 МОм и C1=2400 пФ обеспечивается частота Лампа накаливания ЛЗ обеспечивает зажигание импульсмпы Л1, подсвечивая разрядный промежуток. Для защиты ех, создаваемых работой импульсной лампы, схему включемпы помещают на основание и закрывают металлическим енным кожухом. Рассеянный атмосферой световой поток нимается ФЭУ-27, закрепленным в фотометрическом блоке. щиты от наводок и посторонней засветки ФЭУ-27 помещают аллический стакан. Поле зрения фотометрического блока руется диафрагмой, расположенной в фокусе объектива. Пи-ФЭУ-27 осуществляется от трансформатора Tp с последую-/двоением и выпрямлением напряжения диодами Д12, Д13 ценсаторами C20, C22 (рис. 3).

рицательный импульс, снимаемый с нагрузки ФЭУ-27 R10, вается высокочастотным пентодом Л2 и воспроизводится ным повторителем Л3, питающим цепь расширителя импуль-) длительности C9, R23. Сигнал, снимаемый с нагрузки ФЭУ,

длительность 10^{-6} с. После расширения длительность сигсоставляет 10^{-1} с, причем преобразование ширины импульса ходит с потерей усиления. Сигнал увеличенной длительности пает на сетку левой лампы $\mathcal{Л}4$ катодного повторителя, котоивляется усилителем мощности. Сигнал положительной полярс с сопротивления R24 через переходную емкость C11 постуна сетку правой лампы $\mathcal{Л}4$, служащей усилителем сигнала ипряжению.

сопротивления R27 через конденсатор C12 сигнал отрицательюлярности подается на сетку лампы J5, включенной катодным орителем. Сигнал с катодного сопротивления R33 лампы J5з конденсатор C16 подается на схему детектирования. Отрицаный импульс выпрямляется диодом J3 и сглаживается фильт-C17, R36 и затем поступает на сетку управляющей лампы J6. ожительный выброс напряжения гасится диодом J2. Отательное выходное напряжение сравнивается с положительопорным напряжением, снимаемым с делителя R34, R46. ность этих напряжений и служит управляющим сигналом для пы J6. В анодную цепь лампы последовательно включен делиь питания ФЭУ. Таким образом, обратная связь напряжения итания ФЭУ обеспечивает зависимость этого напряжения тольот импульсной составляющей света, падающего на его катод.



бежание перегрузки $\Phi \Im V$ постоянной засветкой от солнеч вета объем рассеянного потока ΔV просматривается на фон эго тела».

лученное таким образом напряжение, соответствующее лога у м.д.в., через делитель R45, R51 поступает на схему записи



Рис. 4.

: целью более полного использования шкалы самописца из напря кения U при записи исключается постоянная составляющая, чт состигается компенсацией соответствующей его части с помощь источника опорного напряжения Д14—Д17.

Измеренное напряжение, снимаемое с делителя *R45*, *R51*, сра нивается с напряжением на реохорде самописца. Разность их п дается на вход усилителя самописца и на отработку двигател амописца. Двигатель вращает каретку реохорда до тех по е будет равенства измеренного и опорного напряжений. ивление *R52* меняет ток в реохорде, а следовательно, и ве порного напряжения, что позволяет менять масштаб запис ротивление *R50* выбирает начальную величину напряжен рЭУ.



Рис. 5.

Напряжение сравнения подается от стабилизированного вып мителя, питаемого от отдельной обмотки трансформатора *Tp*. I скольку все элементы схемы записи находятся под высоким пот циалом (500—1000 в) относительно корпуса, она должна быть 1 дежно изолирована от земли.

Датчик световых импульсов и фотометрический блок крепят на общей раме на расстоянии 40 см друг от друга так, чтобы оп ческая ось фотометрического блока находилась под углом 4 к оптической оси датчика световых импульсов. На кронштейне с мы устанавливается «черное тело», которое направлено на ив фотометрического блока. Черное тело представляет араллелепипед со скошенной под 45° верхней гранью. Внутстенки черного тела вычернены, на них укреплены пластины ом 45°, служащие для дальнейшего отражения и поглощения



Рис. 6. без фильтра, 2 — фильтр 1, D=1,3; 3 льтр 2, D=2,6; 4 — фильтр 3, =3,9. D

-0,7 мкм с максимумом на 0,55 мкм).

ак показал анализ (рис. 5) спектральных характеристик исика — импульсной лампы ИСШ-100-2 (кривая 1) и фотоумноэля ФЭУ-27 (кривая 2), результирующая спектральная харакстика прибора (кривая 3) сдвинута в ультрафиолетовую обь спектра. Применение корректирующего фильтра ОС-17 івая 5) позволило получить результирующую спектральную актеристику нефелометра (кривая 6), удовлетворительно соующуюся с кривой видности глаза (кривая 4).

2. Расширение пределов измерения м.д.в. до значений 50 мкм достигается вводом одного из нейтральных светофильтров отностью 1,3; 2,6 и 3,9 единицы) в поле зрения ФЭУ.

Сектор с набором фильтров переключается с помощью рукои, обеспечивая выбор соответствующего диапазона работы приа. На рис. 6 показана градуировка нефелометра по нейтральи светофильтрам, где по оси абсцисс отложены отсчеты N, тые с ленты самописца, по оси ординат — плотность \mathcal{A} нейпльных фильтров и метеорологическая дальность видимости S. ивязка фотометрической шкалы нефелометра к шкале м.д.в. ществляется на основе сопоставления данных параллельных изрений, выполненных приборами, тщательно отградуированными

луча. Рама с закрепленными на ней блоками устанавливается на треноге и закрепляется болтами.

Общий вид походного нефелометра приведен на рис. 4.

В 1970 г. один прибор подвергался лабораторным исследованиям и с его помощью производились измерения метеорологической дальности видимости в естественных условиях.

Лабораторные исследования показали:

1. Получение достоверных результатов измерения м.д.в. возможно лишь при условии наиболее полного соответствия спектрального диапазона прибора области видимого спектра в естественных условиях при малой прозрачности at: (типа РДВ-2).

3. Фотометрические свойства нефелометра определяютс и воспроизводимостью его градуировочных характерист скольку нефелометр построен по схеме непосредственного ему, как известно, свойствен дрейф. Для оценки устойчивос лы достаточен контроль одного фиксированного уровня і ности с помощью эталонного рассеивания и нейтрального ф Длительные измерения м.д.в. в полевых условиях нефелс показали, что средняя квадратическая погрешность отсчета рованного уровня составляет ±5%; это и определяет точн мерений. Измерения отдельных значений м.д.в. могут быть нены с меньшей погрешностью, если они будут чередоваться веркой положения фиксированного уровня.

В случае изменения положения фиксированного уров обеспечения требуемой точности шкалы можно вводить по:

На экспериментальной базе Воейково была сделана п сравнить показания испытуемого прибора с показаниями 1 вого контрольного прибора в сочетании с визуальными на ниями. В качестве группового контрольного прибора были регистратор дальности видимости (РДВ-2), регистратор пр ности атмосферы (РП) и поляризационный измеритель вид М-53А. Однако показания этих приборов существенно различ поэтому в дальнейшем сравнения ведутся с РДВ-2 и ком ционным нефелометром.

Выводы

1. С помощью походного нефелометра можно производи мерения метеорологической дальности видимости в широком пазоне (50 м-100 км).

2. Прибор обеспечивает производство измерений в видими ласти спектра.

3. Прибор может работать в любое время суток и при чии солнца.

4. Простота конструкции, отсутствие движущихся элем конструкции, небольшой вес и габариты нефелометра позвс использовать его в экспедиционных условиях в качестве пер ного прибора.

ЛИТЕРАТУРА

Полевицкий К. К., Шадрина Е. Н. Автоматический нефелом Труды ГГО, 1969, вып. 240.
 Бартенева О. Д., Башилов Г. Я. О нефелометрическом методе и:

ния прозрачности атмосферы. — Изв. АН СССР, сер. геофиз., 1961, 3. Чечик Н. О., Файнштейн С. М. Лифшиц Т. М. Электронные ум тели М., Гостехиздат, 1954.

Л. В. АНИСКИН, С. М. ПЕРСИН

ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА

+ ряда задач большой интерес представляют экстремальные еристики различных метеорологических элементов за заданнтервал наблюдения. Некоторые из таких характеристик изтся непосредственно и выдаются при сетевых наблюдениях имостоятельные параметры. К их числу относятся максимальминимальная температура между сроками наблюдений, макьная скорость ветра (обычно за интервал 10 мин.). Сходные геристики представляют интерес при измерениях высоты нижзаницы облаков и метеорологической дальности видимости, ижно знать не только средние значения указанных парамеття интересующего нас временного интервала, но и их возможинимум. Наконец, распределение абсолютного экстремума рологического элемента за заданный интервал представляет ес для ряда климатологических и прогностических задач ноз заморозков и т. д.).

ідачи, связанные с определением экстремальных характериметеорологических элементов, можно разбить на две группы: іи расчетного характера и приборные задачи. В первом случае іе статистической структуры метеорологического элемента эимер, корреляционной функции) используется для получения мых экстремальных характеристик и их распределений расчетпутем, что значительно проще (а в некоторых случаях и точсоответствующей непосредственной обработки рядов наблюй. Подобные расчеты представляют интерес для климатологиих задач, а также для некоторых измерительных задач, свяых с прогнозом (возможной минимальной высоты облаков, ления заморозков и т. п.), когда предшествующий прогнозиюму интервал наблюдения мал для надежного определения анных экстремальных характеристик.

Задачи второй группы сводятся к рациональному выбору метоизмерения различных экстремальных характеристик, выбору аметров приборов и оценке погрешностей используемых приов и методов.

При анализе погрешностей различных методов измерений неодимо определить, что понимается под экстремальным значем данного метеорологического элемента *х*. В большинстве метеоологических задач представляет интерес не абсолютный мум процесса x(t) за заданный интервал наблюдения T (ис. 1 *a*), а некоторые интегральные характеристйки выбросс цесса, зависящие не только от их величины, но и от длителн например экстремум процесса $y(t) = \frac{1}{T_e} \int_{0}^{t} x(t) dt$, т.е. экст

реднего за скользящий интервал T_1 значения процесса.

Возьмем для примера максимальную скорость ветра. З той скорости необходимо для решения различных задач, с

ных с динамическим давлением ветра. В работе [3] исходя из возможных масштабов объекта и опасных c точки зрения ветровых нагрузок скоростей в качестве интервала осреднения T_1 при определении максимальной скорости ветра V_m указан интервал 2 сек. Влияние величины *T*₁ на распределение V_m представляет самостоятельный интерес. Наряду с приведенной могут представлять интерес и другие экстремальные характеристистики, учитывающие интегральный эффект от действия выброса, например значения максимумов длительностью τ_m (рис. 1 *a*) или плошадью выброса нал



Рис. 1.

данным уровнем, превышающей заданную.

При измерениях экстремальных значений метеорологич процессов возникают те же методические вопросы, что и при делении текущих или средних значений. В частности, важное чение имеет выбор частотных характеристик измерительных боров (независимо от того, об автономных приборах или о д ках для автоматических измерений идет речь), поскольку сравнительно небольшая инерция прибора может сущест: влиять на результаты измерений. Второй важный методиче вопрос — влияние частоты измерений (или густоты станций), н экстремальные характеристики непрерывного процесса (или п находятся путем какой-либо обработки его дискретных отсч

Приборы для измерения экстремальных значений обычно и некоторое осредняющее устройство (входной фильтр ВФ) и ройство фиксации экстремума на выходе фильтра $\Phi \Theta$ (рис. хотя их схемное разделение не всегда возможно. Осреднение м ствляться за счет инерции чувствительного элемента (напри

экстремальных термометрах), инерции электромеханическо цей системы (в ряде приборов для измерения параметро), использования входных электрических фильтров, нахожде реднего за некоторый интервал (в УАТГМС-1 за 3 секунды . Определение максимума на выходе фильтра также може ствляться весьма различно, и прежде всего либо фиксацие рывного процесса на выходе фильтра z(t), либо нахождением ой-то обработкой дискретных отсчетов этого процесса (на ер, в УАТГМС-1 для нахождения максимальной скорости используются результаты измерений средних за каждые по вательные 3 секунды и определения максимального отсчета ученной случайной последовательности; в общем случае воз а более сложная интерполяция между отсчетами). Исследо различные методы измерений необходимо не только для оцен погрешностей и рационального выбора параметров приборон имических характеристик, частоты измерений), но и для тавления результатов измерений экстремальных значений эрами разного типа.

лияние динамических характеристик прибора и дискретности одений на погрешность определения экстремальных характе к зависит от вида последних. Например, если определяется иютный экстремум процесса x(t) за заданный интервал наения, осреднение процесса за счет инерции прибора или фиксаз схеме $\Phi \Im$ максимума не непрерывного процесса, а последовыности дискретных его отсчетов является источником погреш- Но как отмечалось, обычно представляют интерес экстреные характеристики, учитывающие не только амплитуду, но ательность выброса. Их непосредственное измерение вызывает гные трудности. В приборах они определяются обычно косым путем, т. е. использованием структуры, приведенной на 1 б; при этом имеет место методическая погрешность. Здесь ной фильтр является необходимым элементом прибора, так юзволяет уменьшить эту погрешность, но требуется рациональвыбор его параметров.

ассмотрим вопрос о влиянии осредняющих устройств (входфильтра) и дискретности наблюдений на систематическую ешность определения экстремальных характеристик и о вы-

параметров прибора. Приводимые ниже выражения могут полезны и для решения климатологических задач, связанных ределением характеристик выбросов элемента для некоторой сенной или пространственной области.

случайного процесса за некоторый интервал *T* рассмотрен де работ. Общего решения этой задачи не имеется (исключесоставляет случай марковских процессов); для случайных поовательностей такое решение требует знания многомерных расцелений и представляет очевидные вичислительные трудности. мем, что измеряемый процесс является стационарным нормальным процессом с нулевым средним значением (последнее т для упрощения записи). Примем далее, что интервал наб, ния T, за который определяется экстремум, много больше к зала корреляции процесса. Тогда в качестве оценки можнс пользоваться предельным законом распределения абсоли максимумов H_m за интервал T при $T \rightarrow \infty$. Различные подходы цению такой задачи были рассмотрены в [2, 11, 13]. Восполь ся соотношением, полученным Г. Крамером [13]:

$$h_m = \frac{H_m}{\sigma_x} = \max_{\substack{0 \le t \le T \\ T \to \infty}} \left[\frac{x(t)}{\sigma_x} \right] \approx \sqrt{2 \ln \mu(T)} + \frac{\xi}{\sqrt{2 \ln \mu(T)}},$$

$$\lim_{T \to \infty} P(\xi < k) = \exp(-e^{-k}).$$

При выводе выражения (1) принималось, что для бо. уровней c (заметно бо́льших σ_x) число пересечений уровня cзу вверх) за интервал T подчиняется закону Пуассона (для ды дифференцируемого случайного процесса; в [1] этот получен для более общего случая). При этом вероятность P_1 что на интервале T не будет ни одного пересечения с урог (при больших c приближенно равная вероятности того, что тервале T максимальное значение x(t) не превосходит c),

$$P_0 = e^{-n(c)T},$$

где $n(c) = \frac{1}{2\pi} \frac{\sigma_{x_1}}{\sigma_x} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{c}{\sigma_x}\right)^2}$ — среднее число пересечений ня *c* снизу вверх в единицу времени. Для многих метеорол ских задач эта характеристика (среднее число выбросов за ный уровень) или связанная с ней величина — средняя протельность выброса за уровень *c* — представляют и самостс ный интерес [5].

При определении влияния частотных характеристик п (рис. 1 б) нас интересуют значения $\mu_1(T)$ и дисперсии дл цесса z(t) на выходе фильтра, максимум которого H_{m1} фикс ся. Для этого случая имеем:

$$h_{m1} = \frac{H_{m1}}{\sigma_x} \approx \frac{\sigma_z}{\sigma_x} \Big[\sqrt{2 \ln \mu_1(T)} + \frac{\xi}{\sqrt{2 \ln \mu_1(T)}} \Big],$$

где $\mu_1(T) = \frac{T}{2\pi} \frac{\sigma_{z_1}}{\sigma_z}, \ \sigma_z^2 = \int_0^\infty S_x(\omega) |W(j\omega)|^2 d\omega$ и $\sigma_{z_1}^2 = \int_0^\infty S_x(\omega) |W(j\omega)|^2 d\omega$ – дисперсии процесса на выходе фильтр

водной, $S_x(\omega)$ — спектральная характеристика процесса x(t), — передаточная функция входного фильтра.

я плотности вероятности величины абсолютного максимума нтервал T), фиксируемого инерционным прибором, из (3) эзаписать:

я определения математических ожиданий h_m и h_{m1} (\overline{h}_m достаточно в (1) и (3) подставить вместо ξ его математиюжидание $\overline{\xi}$ =0,577.

(1) и (3) следует, что динамические характеристики присущественно влияют на результат измерения, при этом в облучае искажается математическое ожидание $\overline{h_m}$, т. е. возниистематическая погрешность.

к отмечалось, обычно важен не абсолютный экстремум проx(t), а некоторые экстремальные характеристики, учитываюлительность выброса, например максимум H_{mz} среднего за ал T_1 (т. е. абсолютный максимум процесса $y(t) = \int_{-T_1}^{t} x(t) dt$). Распределение максимума $h_{mz} = \frac{H_{mz}}{\sigma_x}$ может найдено из выражения (3), если учесть, что в данном случае

лентная передаточная функция $W(p) = \frac{1 - e^{-T_1 p}}{T_1 p}$, т. е.

$$\sigma_z^2 = \frac{2}{T_1^2} \int_0^{T_1} (T_1 - t) R_x(t) dt, \qquad (5)$$

$$\sigma_{z_1}^2 = \frac{2}{T_1^2} \int_0^{T_1} (T_1 - t) R_x'(t) dt.$$
 (5')

лизируя (3) с учетом выражений (5) и (5'), при известной яционной функции процесса $R_x(t)$ несложно оценить влия-

получаемое экстремальное значение элемента интервала ения T_1 и интервала наблюдения T.

ьмем в качестве примера корреляционные функции:

$$R_x(t) = \sigma_x^2 \left(1 + a|t|\right) e^{-a|t|},\tag{6}$$

$$R_x(t) = \sigma_x^2 e^{-a_1^2 t^2}.$$
 (6')

гличие от (6'), корреляционная функция (6) соответствует су x(t), имеющему только первую производную. Однако с y(t) (как и рассматриваемый ниже процесс z(t) на выходе апериодического прибора первого порядка ВФ) при этом явл дважды дифференцируемым.

Для рассматриваемых функций $R_x(t)$ имеем:

$$\frac{\sigma_z}{\sigma_x} = \frac{V2}{aT_1} \sqrt{2at_1 - 3 + e^{-aT_1}(aT_1 + 3)},$$

$$\psi_2(T) = \frac{aT}{2\pi} \sqrt{\frac{1 - e^{-aT_1}(aT_1 + 1)}{2aT_1 - 3 + e^{-aT_1}(aT_1 + 3)}}$$

и соответственно

$$\frac{\sigma_{z}}{\sigma_{x}} = \frac{1}{a_{1}T_{1}} \sqrt{a_{1}T_{1}} \sqrt{\pi} \Phi(a_{1}T_{1}) + e^{-a_{1}^{2}T_{1}^{2}} - 1,$$

$$\mu_{2}(T) = \frac{a_{1}T}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1 - e^{-a_{1}^{2}T_{1}^{2}}}{1 - e^{-a_{1}^{2}T_{1}^{2}}}},$$

$$\frac{1}{\pi\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{2}} \frac{1}{a_1 T_1 \sqrt{\pi} \Phi(a_1 T_1) + e^{-a_1^2 T_1^2} - 1}$$

На рис. 2 для первого и второго случаев приведены з мости безразмерных величин $\frac{\mu_2(T)2\pi}{aT}$ и $\frac{\mu_2 T\pi \sqrt{2}}{a^{1}T}$, характеризу среднее число пересечений случайным процессом его ну. уровня, от безразмерных интервалов aT_1 и a_1T_1 для 1



рой величин соответственно, а на рис. 3 — зависимость атического ожидания \overline{h}_{m2} абсолютного максимума от aT_1 соответственно при разных значениях (кривые 1 и 3).

алогичный подход может быть использован для приближенахождения, например, максимума процесса x(t) H'_m с длистью выброса τ_m , превышающей заданную длительность 1), площадью выброса, превышающей заданную площадь, их характеристик.

ювная плотность вероятности выбросов длительностью τ над м c, значительно превышающим среднее квадратическое ие процесса σ_x , имеет вид [9]

$$f(\tau/c) = \left(\frac{c\,\sigma_{x\,1}}{2\,\sigma_x^2}\right)^2 \tau e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\sigma_{x\,1}\,c}{2\,\sigma_x^2}\right)^2 \tau^2}.$$
(7)

і среднего числа выбросов нормального процесса x(t) за ь c, длительность которых (на уровне c) превышает заданm), из (7) и (2') можно записать:

$$(c) = n(c) \int_{\tau_m}^{\infty} f(\tau/c) d\tau = \frac{1}{2\pi} \frac{\sigma_{x1}}{\sigma_x} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{c}{\sigma_x}\right)^2 \left[1 + \left(\frac{\sigma_{x1}\tau_m}{2\sigma_x}\right)^2\right]}.$$
 (8)

актеристика $n_1(c)$, так же как и n(c), для многих математизадач может представлять самостоятельный интерес.

агая, что число выбросов длительностью, большей τ_m , за ал T также подчиняется закону Пуассона и используя тот рассуждений, который был применен Г. Крамером при выравнения (1), получим предельное выражение для распрея максимума стационарного случайного процесса длитель-, большей заданной, за интервал наблюдения T (при $T \rightarrow \infty$):

$$_{m3} = \frac{11_{m3}}{\sigma_x} \approx \left(V 2 \ln \mu(T) + \frac{\varsigma}{V 2 \ln \mu(T)} \right) \frac{1}{1 + \left(\frac{\sigma_{x1} \tau_m}{2 \sigma_x}\right)^2}.$$
 (9)

среднего числа выбросов за уровень c (c значительно боль, площадь которых над уровнем c превышает заданную нормального дважды дифференцируемого процесса x(t)ым средним, имеем [9]

$$n_{3}(c) = \frac{1}{2\pi} \frac{\sigma_{x1}}{\sigma_{x}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{c}{\sigma_{x}}\right)^{2}} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{3}{2} \frac{c^{3} \sigma_{x1}}{\sigma_{x}^{4}} s_{m}\right)^{\frac{2}{3}}}.$$
 (10)

этом аналогично предыдущему для распределения максироцесса x(t) с площадью выброса, большей заданной (за л $T \rightarrow \infty$), получим

$$h_{m4} \approx \frac{1}{\sigma_x} \left[C_0 + \frac{\xi}{2AC_0 + \frac{4}{3}B_V^3 \overline{C_0}} \right],$$
 (11)

где C_0 — решение уравнения:

$$AC^{2} + BC^{\frac{4}{3}} = \ln \mu(T), \quad A = \frac{1}{2\sigma_{x}^{2}}, \quad B = \frac{1}{2} \left(\frac{3}{2} \frac{\sigma_{x1}}{\sigma_{x}^{4}} S_{m}\right)^{\frac{2}{5}}$$

Выше отмечалось, что при нахождении экстремальных теристик h_{m2} , h_{m3} , h_{m4} прибором, построенным по струк схеме, приведенной на рис. 1 б, в отличие от случая опред абсолютного экстремума (h_m) , следует использовать не бе ционный, а рационально выбранный осредняющий прибор. П боре частотных характеристик прибора будем исходить из ус что прибор при измерении соответствующих экстремальных теристик не вносит систематической погрешности (задача с из условия минимума дисперсии погрешности представляетс. ма трудной). Для нахождения оптимальных параметров п исходя из рассматриваемого условия достаточно приравнять матическое ожидание максимума на выходе прибора, опре мое из выражения (3), и математическое ожидание соответ щей экстремальной характеристики (максимума среднего тервал Т и т. д.), определяемое из выражения (3) с учет и (5') или из выражения (9), или (11).

Для примера примем, что при нахождении максимума него для интервала T_1 значения процесса x(t) используется одический прибор первого порядка (т. е. фиксация максимум цесса

$$z(t) = \frac{1}{T_{\Phi}} \int_{0}^{\infty} x(t-t') e^{-\frac{t'}{T_{\Phi}}} dt$$

на выходе фильтра ВФ). В данном случае

$$\sigma_{z}^{2} = \frac{1}{T_{\phi}} \int_{0}^{\infty} R_{x}(t) e^{-\frac{t}{T_{\phi}}} dt,$$

$$\mu_{1}(T) = \frac{T}{2\pi} \sqrt{-\frac{\int_{0}^{\infty} R_{x}^{''}(t) e^{-\frac{t}{T_{\phi}}} dt}{\int_{0}^{\infty} R_{x}(t) e^{-\frac{t}{T_{\phi}}} dt}}.$$

Для корреляционной функции (6) и (6') получим:

$$\frac{\sigma_{z}}{\sigma_{x}} = \frac{\sqrt{1+2aT_{\Phi}}}{1+aT_{\Phi}}, \quad \mu_{1}(T) = \frac{aT}{2\pi\sqrt{1+2aT_{\Phi}}};$$

$$\frac{\sigma_{z}}{\sigma_{x}} = \sqrt{\frac{\sqrt{\pi}}{2a_{1}T_{\Phi}}e^{\left(\frac{1}{2a_{1}T_{\Phi}}\right)^{2}}\left[1-\Phi\left(\frac{1}{2a_{1}T_{\Phi}}\right)\right]},$$

$$\mu_{1}(T) = \frac{a_{1}T}{\pi\sqrt{2}}\sqrt{\left\{a_{1}T_{\Phi}e^{\frac{1}{(2aT_{\Phi})^{2}}}\left[1-\Phi\left(\frac{1}{2a_{1}T_{\Phi}}\right)\right]\right\}^{-1}-\frac{1}{2a_{1}T_{\Phi}}}$$

рис. 2 приведены зависимости $\frac{\mu_1(T) 2\pi}{aT}$ от aT_{ϕ} и $\frac{\mu_1(T)\pi\sqrt{2}}{a_1 T}$ ϕ , а на рис. З зависимости h_m от aT_{ϕ} и a_1T_{ϕ} при разных знаaT и a_1T (кривые 2 и 4).

добные кривые могут быть использованы для оценки систееской погрешности прибора и рационального выбора T_{Φ} . Нар, на рис. 4 и 5 для корреляционных функций (6) и (6') при-



ы зависимости систематической погрешности определения мума \overline{h}_{m2} , осредненного за интервал T_1 процесса (при разных постоянной времени прибора T_{Φ} . Значение T_{Φ} , позволяющее чить систематическую погрешность определения \overline{h}_{m2} , может гайдено из условия $\overline{h}' = \overline{h}''$, где h' и h'' определяются выраже-(3) с нахождением значений $\frac{\sigma_z}{\sigma_x}$ и $\mu(T)$ из (5), (5') и (12), соответственно. При значении aT_1 , много меньшем единицы, ункции $R_x(t)$, определяемой выражением (6), получим слее приближенное условие: $T_{\Phi} \approx \frac{T_1}{3}$, т. е. для исключения систееской погрешности определения максимума среднего значения са за интервал T_1 постоянная времени прибора должна быть 3 раза меньше этого интервала. Для корреляционной фун 5') при $a_1T_1 \ll 1$ приближенно получим $T_{\Phi} \approx \frac{T_1}{2\sqrt{3}}$. В общем с ри данной функции $R_x(t)$ несложно получить зависимост т T_1 и T.

Аналогично могут быть получены соотношения для внараметров прибора, связывающие эти параметры, например,

танной длительностью τ_m , а такке для сравнения приборов, использующих различные методы осреднения. В первом случае из (3) и (9) условие исключения систематической погрешности осреднения экстремумов с длигельностью, большей τ_m , примет вид

$$\tau_m = \frac{2\sigma_x}{\sigma_{x1}} \sqrt{\frac{h_m}{h_{m1}} - 1}.$$
 (13)

Для прибора первого порядка $\frac{\sigma_{z_1}}{\sigma_x}$ и $\mu_1(T)$ в (13) определяются по (12) и (12'). На рис. 6 приведены зависимости систематической погрешности определения \bar{h}_{m3} от a_1T_{Φ} при разных значениях $a_1\tau_m$ и a_1T для корреляционной функции $R_x(t)$, определяемой по (6').

В заключение остановимся на случае определения максимума по дискретным измерениям. При определении максимума стационарной нормальной случайной последовательности (причем в



качестве аргумента может выступать как время, так и прє ственные координаты) можно воспользоваться тем же мє что и выше. Вероятность выброса за уровень c в интерваля ду двумя отсчетами Δ , определяемая как вероятность того, двух последовательных отсчетов первый лежит ниже, а выше уровня c, равна

$$P_1 = P(z_0 < c, \ z_1 > c) = \int_{-\infty}^{c} \int_{c}^{\infty} \omega(z_0, \ z_1) \, dz_0 \, dz_1,$$

где $\omega(z_0, z_1)$ — двумерное нормальное распределение дв следовательных отсчетов (разделенных интервалом Δ) пр z(t) на выходе фильтра ВФ. Среднее число выбросов за ур

$$n_4(c) = \frac{P_1}{\Delta}.$$

редельные зависимости для распределения абсолютного мая ма случайной последовательности, полученные в [12], дл тических целей мало пригодны, поскольку для $T \to \infty$ был ято, что получаемые значения h_m (и с в (14)) настолько боль л_г, что вероятность P₁ приближенно равна $\int \omega_1(z) dz$, гд - одномерное (нормальное) распределение, которое не зави эт нормированного коэффициента корреляции между сосед $R_z(\Delta)$ отсчетами *r* = -Для практических случаев, когда $\overline{R_z(0)}$ точно велико, но конечно пренебрежение корреляцией межд тами приводит к существенному искажению результатов (ка ило, наибольший интерес представляет как раз случай значи юй положительной корреляции между отсчетами, т. е. когд ения r достаточно близки к единице).

ависимость среднего числа выбросов за заданный уровень слу ой последовательности $n_4(c)$ от интервала между отсчетами от коэффициента корреляции r) представляет интерес н со для нахождения абсолютного экстремума, но и для ряд 1х задач, связанных с определением заданных характе ск по дискретным наблюдениям. Соответствующие зависи 1 могут быть получены просто, если учесть связь коэффици r с интервалом между отсчетами Δ и воспользоваться при рас таблицами двумерного нормального распределения. Выра е (14) может быть представлено в виде

$$P_{1} = P(z_{0} < c) - P(z_{0} < c, z_{1} < c) =$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_{0}^{a} e^{-\frac{c_{1}^{2}}{2}(1+\alpha^{2})} \cdot \frac{1}{1+\alpha^{2}} d\alpha = 2T(c_{1}, a), \qquad (14)$$

$$\sqrt{\frac{1-r}{1+r}} c_{1} = \frac{c}{\sigma_{z}}.$$

одробные таблицы функций $T(c_1, a)$ приведены в [8]. Для ически важного случая, когда величина r, близка к единице ожим аппроксимацию зависимости (14') аналитическим вы имем вида

$$P_{1} = \frac{1}{2\pi} \arccos r \, e^{-\frac{c_{1}^{2}}{2} - 0.095(1-r)c_{1}^{1.85}}.$$
 (16)

я 0,6 < r < 1 и $0 < c_1 < 4$ погрешность подобной аппроксимацик звосходит 1,5%. При c=0 формула (16) сводится к извест выражению для вероятности пересечения нулевого уровня й, проведенной через соседние отсчеты. Это выражение моыть получено непосредственно из (14'), если принять c=0поставления выражений для среднего числа выбросов слуо процесса (формула (2') и случайной последовательности формулы (15) и (16)) видно, что вероятность пропуска вы ри дискретных наблюдениях возрастает с увеличением уро сомножитель $e^{-0.095(1-r)c_1^{1.85}}$ в выражении (16) убывает). С целью получения более простого выражения для абсолю

С целью получения более простого выражения для абсолю кстремума случайной последовательности воспользуемся ап имацией вида

$$n_4(c) = \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{1}{2\pi} \arccos r \ e^{-c_1^2(0,58-0,08r)},$$

югрешность которой для указанных диапазонов *r* и c₁ прин 2 раза больше, чем для (16).

Учитывая выражение (16') и полагая, что число выбросо ледовательности за интервал Т подчиняется закону Пуассона аспределения максимума нормальной стационарной случгоследовательности с существенной положительной коррелсоседних значений, аналогично предыдущему получим:

$$h_{m5} = \frac{H_{m5}}{\sigma_x} = \max_{0 < n < \frac{T}{\Delta}} \left[\frac{z_n(t)}{\sigma_x} \right] \approx$$
$$\approx \frac{\sigma_z}{\sigma_x} \frac{1}{\sqrt{1.16 - 0.16r}} \left[\sqrt{2 \ln \mu_3(T)} + \frac{\xi}{\sqrt{2 \ln \mu_3(T)}} \right],$$

де $\mu_3(T) = \frac{T}{2\pi \Delta} \arccos r.$

Учитывая в (17) связь r с интервалом между отсчета заваемую корреляционной функцией процесса z(t) (или ложно найти зависимость погрешности определения экстре ых характеристик, связанной с дискретностью наблю; у функции от частоты отсчетов, рационально выбрать частот лерений (или густоту станций) при определении различных эн лальных характеристик и т. д.

В частности, для процесса, имеющего корреляционную фунзида (6'). $r = e^{-(a_1\Delta)^2}$ и $\mu_3(T) = \frac{a_1T}{\pi\sqrt{2}} \frac{\arccos e^{-(a_1\Delta)^2}}{a_1\Delta\sqrt{2}}$.

Очевидно, при $\Delta \to 0$ $r \to 1$, а $\mu_3(T)$ стремится к соответствук ыражению для случайных функций с непрерывным врем в данном примере — к $\frac{a_1 T}{\pi \sqrt{2}}$. При этом h_{m5} в (17) также стре с выражению для непрерывного случая. Графики зависимост от безразмерного интервала между отсчетами $a_1\Delta$ для рассм заемой корреляционной функции приведены на рис. 7 (кривн Интересно отметить, что зависимость $\frac{\mu_3(T)\pi\sqrt{2}}{a_1 T}$ от $a_1\Delta$ при $< a_1\Delta < 0.7 (0.6 < r < 1)$ весьма близка к полученной выше имости $\frac{\mu_3(T)\pi\sqrt{2}}{a_1 T}$ от a_1T_1 .

рис. 7 приведены также зависимости \overline{h}_{m5} от $a\Delta$ для процесса $\frac{1}{T_{1+}}\int_{T} x(t) dt$ при корреляционной функции $R_{x}t$ вида (6) =0,5 (кривые 2). Подобные кривые позволяют оценить влиянтервала Δ на систематическую погрешность определения



Рис. 7.

отного экстремума и рационально выбрать необходимую часизмерений. При определении осредненных экстремальных геристик, очевидно, имеет значение $\Delta \neq 0$, при котором систееская погрешность исключается.

ЛИТЕРАТУРА

ляев Ю. К. Предельная теорема для числа пересечений высокого уровія стационарным гауссовским процессом.— ДАН СССР, 1967, т. 173, № 4. лотин В. В. Статистические методы в строительной механике. М., Гостройиздат, 1965. ндин Л. С. Проблема ветровых нагрузок на строительные сооружения

ак задача прикладной метеорологии. Труды ГГО, 1950, вып. 23.

- 4. Дмитриева Ф. А. К вопросу определения максимума скорост в заданном интервале времени.— Вестник ЛГУ, сер. матем., физ 1964. № 1.
- Каган Р. Л., Федорченко Е. И. О применении теории выбросс следованию температурных рядов.— Труды ГГО, 1970, вып. 267.
- 6. Крамер Г., Лидбеттер М. Стационарные случайные процес «Мир», 1969.
- Персин С. М. Об оптимальном выборе методов получения и об дискретных отсчетов метеорологических процессов. Труды ГГС вып. 280.
- 8. Смирнов Н. В., Большев Л. Н. Таблицы для вычисления функи мерного нормального распределения. М., Изд. АН СССР, 1962.
- 9. Тихонов В. Н. Выбросы случайных процессов. М., «Наука», 1970.
- 10. Тихонов В. Н. Статистическая радиотехника. М., Советское ради
- Шукайло В. Ф. О распределении времени ограничения и абсс максимума стационарного случайного процесса. — Радиотехника и техника. 1968. т. 13. № 6.
- техника. 1968, т. 13, № 6. 12. Вегмал S. M. Zimit for maximum term in stationary sequences, An Statist., vol. 35, No. 2, 1964.
- Сгатег Н. А limit theorem for the maximum values of certain stocha cesses. — Теория вероятности и ее применение, т. 10, вып. 1, 1965.

Л. П. АФИНОГЕНОЕ

ЛИНЕЙКА ДЛЯ ПРИВЕДЕНИЯ ДАВЛЕНИЯ К УРОВНЮ МОРЯ

настоящее время известно несколько разных способов и форля приведения атмосферного давления к уровню моря. Больво этих способов базируется на полной гипсометрической иле Лапласа, которая считается наиболее точной. Для опреия приведенного давления формулу Лапласа удобно предгь в следующем виде:

$$\varsigma \frac{p_0}{p} = \frac{H\left(1 - 0.377 \frac{e_m}{p_m}\right)(1 - 0.002644 \cos 2\varphi) (1 - 157 \cdot 10^{-9}H)}{18400(1 + \alpha t_m)}, \qquad (1)$$

) — давление, приведенное к уровню моря (мб), p — давлезмеренное на станции (мб), H — высота барометра над уроворя (м), φ — широта станции в градусах, $\alpha = 0,00366$ — темурный коэффициент расширения воздуха, e_m , p_m , t_m — средцачения влажности (мб), давления (мб) и температуры (°C) ажаемого столба воздуха между уровнем моря и станцией.¹ ю принимается

$$= \frac{p + p_0}{2}, \quad e_m = e(1 + \beta H), \quad t_m = \frac{t + t_0}{2}, \quad t_0 = t + \gamma H, \quad (2)$$

сь t_0 — температура воздуха на уровне моря, $\beta = 0.02$ ед/м и $\gamma = 0.0050 \div 0.0065^{\circ}$ С/м — средние значения градиенажности и температуры.²

эмула (1) дает приведенное давление p_0 в виде неявной ли пяти аргументов: H, φ , p, t, e.

эдставим значение приведенного давления в виде

$$p_0 = p + \Delta, \tag{3}$$

 поправка, являющаяся функцией тех же пяти аргументов, высот — 100 м
 высот — 100 м
 была найдена аппроксимирующая формула следующего
 1]:

 $\Delta = pKf(t)\,\varphi(e). \tag{4}$

ли станция расположена ниже среднего уровня моря, то этот столб существует реально.

СССР принимается γ =0,005°С/м; в мировой практике используется зна=0,0065°С/м, которое считается более точным.

В этой формуле *p*, *t*, *e* — давление, температура и влажнимеренные на станции, f(t) — функция температуры, $\varphi(e)$ — пиески линейная функция влажности. Величина *K*, входя (4), зависит только от географического места расположения си (*H* и φ) и потому для каждой станции может быть опредеции раз

$$K = 10^{\frac{H(1-0,002644\cos 2\varphi)(1-157\cdot10^{-9}\varphi)}{18400(1+0,00366\frac{7}{2})}} - 1.$$

Численно произведение pK равно поправке Δ , даваемой фо ой (4), при t=0 и e=0. Функции f(t) и $\varphi(e)$ для температу -50° $\ll t \ll +50^{\circ}$ и влажности $0 \ll e \ll 120$ мб могут с достато учностью быть представлены полиномами:

 $\begin{aligned} f(t) &= 1 + a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3 \\ (a_1 &= -3,7675 \cdot 10^{-3}, \quad a_2 &= 1,4634 \cdot 10^{-5}, \quad a_3 &= -5,1177 \cdot 10^{-8}), \\ \varphi(e) &= 1 + b_1 e, \quad (b_1 &= -4,1398 \cdot 10^{-4}). \end{aligned}$

С учетом (6) и (7) формулу (4) можно представить в вид $\Delta = pK(1 + a_1t + a_2t^2 + a_3t^3)(1 + b_1e).$

Проверка точности показывает, что для высот от —100 до 66 мператур от —50 до $+50^{\circ}$ и влажности от 0 до 100 мб пог ость формулы (8) по сравнению с формулой (1), принимаемс алон, не превышает 0,1 мб. Согласно аппроксимирующей уле (8), поправка Δ выражена в виде произведения четыре: ножителей: величины K, зависящей от высоты барометра H и рафической широты станции (5); p — давления, измеренног ганции; $\int (t) = 1 + a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3$ — функция температуры $\varphi(t) = 1 + b_1 e$ — функции влажности. Логарифмируя (8), получим ошение

$$\lg \Delta = \lg K + \lg p + \lg f(t) + \lg \varphi(e).$$

Формула (9) и положена в основу конструкции счетной лин рис. 1).

Линейка содержит четыре узла: диск 5 с рукояткой 6 и рвой шкалой для значений K и Δ ; кольцо 4, вращаюп округ диска 5 и содержащее две совмещенные шкалы темпера давления; поворотный сектор 1 из прозрачного матер визирной линией и шкалой влажности; дополнительный оротный сектор 3 (также прозрачный) с визирной линией. калы выполнены в логарифмическом масштабе. На круг калу диска 5 нанесены значения от 1 до 10 с делениями ч 05. По ней устанавливается величина K и производится о оправки Δ с точностью до трех знаков (десятки, единицы и ые доли миллибара). Шкала давления имеет значения от 85 100 мб с делениями через 5 мб, а шкала температур рассчи а диапазон ±50°C с делениями через 1°C. Нуль шкалы темп ур совмещен с делением 1000 мб шкалы давления. лажность может вводиться в виде насыщающей упругост ного пара (e) или в форме температуры точки росы (τ). В сс ствии с этим на внешней, выступающей за кольцо 4 части сен 1 находятся две совмещенные шкалы влажности: шкала e (с



Рис. 1. Общий вид линейки.

120 мб) с делениями через 5 мб и шкала τ (от 0 до +50° лениями через 5°. На дополнительном секторе 3 укреплен 2, облегчающая отсчет по шкале влажности.

пределение поправки Δ с помощью описываемой линейки вь яется достаточно просто и не требуют почти никакой квали щии, за исключением первоначального определения характер константы K по формуле (5), что выполняется, как указыва , один раз для каждой станции. Величина K на каждой стан ции может быть нанесена на шкале диска 5 в виде риски и рандашной отметки, так как она в дальнейшем не меняется

Рассмотрим последовательность операций по определени правки Δ в двух случаях: без учета и с учетом влажности. стоящее время на всей сети станций при определении при ного давления влажность не учитывается (что, между пј приводит к дополнительной погрешности, которая для H= может достигать 1 мб).

При определении поправки без учета влажности сектор 3 пой 2 и шкала влажности на секторе 1 не используются. Се устанавливается в такое положение, чтобы его визирная совпала со значеним K. Затем поворотом наружного кол при неподвижном секторе 1 значение измеренного давления щается с линией визира. После этого сектор 1 поворачи так, чтобы его визирная линия совпала со значением измер температуры (эта операция соответствует образованию прое ния $K \cdot p \cdot f(t)$, после чего на шкале диска 5 отсчитываетс правка Δ .

При определении Δ с учетом влажности визирная линия нительного сектора 2 совмещается со значением влажнос шкале *е* или τ на секторе *1*. После этого выполняются те ж рации, что и в предыдущем случае, причем секторы *1* и *3* п щаются вместе. Отсчет поправки Δ делается по визирной дополнительного сектора *3*. Для получения приведенного да найденное значение Δ следует прибавить к давлению, измерс на станции.

В 1970 г. линейка испытывалась в Куйбышевской ГМ руководством Л. В. Дубровина. Испытания проводились на рех станциях: Клявино (высота 252 м), Сара (450 м), К (269 м) и Куйбышев (137 м). Сравнительные расчеты прово тремя способами: по существующему методу (таблицы), л и полной формуле Лапласа, причем по линейке и формул ласа поправка определялась как с учетом, так и без учета ности, а по принятому на станциях методу — только без учета ности.

Испытания подтвердили высокую точность линейки и у ее в эксплуатации. Во всех случаях расхождение между рас по полной формуле и линейке не превышало 0,1 мб. Вмест эти испытания выявили, что методы, принятые на станция: значительные (до 0,8—1 мб) ошибки. Эти ошибки объяс в основном двумя причинами: неучетом влажности (до (и ошибками, допускаемыми наблюдателями при интерполяц лиц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Афиногенов Л. П. Приведение давления к уровню моря при ис нии автоматических метеостанций. — Труды ГГО, 1969, вып. 240.

Л. П. АФИНОГЕНОВ, А. С. ЛУШТАК

ФЕКТИВНОСТЬ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ РЕГЕНЕРАЦИЙ НЕЗАЩИЩЕННОЙ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ В ПРОЦЕССЕ ДЛИТЕЛЬНОГО ХРАНЕНИЯ

ной из проблем, связанных с длительным хранением дискретнформации, является обеспечение заданной надежности ее изведения в течение всего срока хранения. Независимо от ехнического носителя (перфокарты, перфолента, магнитная

фотооптический носитель и др.) при весьма длительных хранения представляется неизбежной периодическая регеия информации (перезапись на новый носитель). При этом имый период регенерации зависит главным образом от вида ля и условий хранения.

жно утверждать, что при прочих равных условиях эффективпериодической регенерации тем выше, чем больше исправя способность используемых помехозащищенных кодов.

просы эффективности регенерации защищенной информаебуют самого серьезного изучения, однако, прежде необосставить ясное представление о поведении отдельного дво-

разряда как информационной ячейки при хранении в услоериодической регенерации. Именно этой задаче с учетом ых допущений посвящена данная статья.

овимся под старением понимать уменьшение с течением и вероятности правильного считывания информации, запина носитель в начале срока хранения.

аничимся рассмотрением модели старения, обладающей щими свойствами:

з результате считывания любого двоичного разряда приниодно из двух решений — «О» или «1» (канал без стирания); зероятность искажения обоих двоичных символов одина-

зероятность правильного считывания двоичного разряда имости от времени, прошедшего с момента записи инфорна носитель, описывается функцией старения P(t).

бование одинаковой вероятности искажения двоичных симне является обязательным: не меняя результатов по сущею позволяет значительно упростить изложение.

и параметры реальной функции старения (рис. 1) опреся используемым носителем и условиями его хранения; тем зе в рамках принятой модели можно назвать три общих а функции старения: P(t) монотонно убывает с ростом t. дственно после записи информации P(0)=1, lim P(t)=0.5. locледнее означает, что спустя достаточно длительное врем ачала хранения неизбежно должно произойти полное разруп аписанной информации, при этом вероятность считывания «0:

1» в данном разряде практичеки уже не зависит от того, что на самом деле было когда-то записано.

Цель периодической регенерации — обеспечить сохранность иформации в течение длительюго времени. В связи с этой заиачей возникает ряд вопросов:

 Как влияет периодическая регенерация на вероятность празильного считывания двоичного разряда при известной функции



Рис. 1.

тарения, как зависит эта вероятность от частоты регенер и каковы здесь предельные соотношения.

2. Возможна ли функция старения, нейтральная по отнош с регенерации, т. е. такая функция старения, для которой ре ация не изменяет вероятности правильного считывания д юго разряда.

3. Возможно ли с помощью периодической регенерации об ить заданную вероятность правильного считывания двои разряда P_0 в конце срока хранения T_0 , если известна функция рения P(t) ($P(T_0) < P_0$. (Если это возможно, то как редко м производить регенерацию.)

Для ответа на эти вопросы определим вероятность правил читывания двоичного разряда после n регенераций. При зозможны две постановки задачи: 1) требуется, чтобы во н зсех n регенераций данный двоичный разряд считывался, а зн перезаписывался правильно; 2) учитывается возможность гсправления допущенной ошибки при последующих регенера

Когда вероятность правильного считывания близка к еди результаты обеих задач должны практически совпадать, ибс иожность самоисправления ошибок при этом ничтожно мала не менее результаты решения каждой из этих задач и осо предельные соотношения интересны.

Без учета возможности самоисправления ошибок в мом зремени *t*, кратные периоду регенерации *T*, вероятность пра юго считывания двоичного разряда определяется выражение

$$f(t, T) = \left[P(t)\right]^{\frac{t}{T}}.$$

Учитывая возможность самоисправления, для (n+1)-й рерации можно записать рекуррентное соотношение:

$$p_{n+1} = p_n \cdot p + q_n q = p_n \cdot p + (1 - p_n)(1 - p) = p_n \cdot (2p - 1) + 1 - p = p_n k + q,$$

 p_n и $q_n = 1 - p_n$ — соответственно вероятности правильно иибочного считывания двоичного разряда в ходе *n*-й регенер ; p = P(T) и q = 1 - p = q(T) — вероятности правильного и ош юго считывания записанного двоичного символа через время ю периоду регенерации; k = 2p - 1.

Это соотношение позволяет вывести формулу полной вероя и правильного считывания после *n*-й регенерации:

Іользуясь формулой для суммы членов геометрической присии, запишем

$$p_n = p_0 k^n + \frac{q(k^n - 1)}{k - 1}$$

Этсюда, используя $p_0 = P(0) = 1$, k = 2p - 1, после алгебраически образований окончательно получим

$$p_n = 0.5[1 + (2 \nu - 1)^n].$$

аким образом, вероятность правильного считывания двоичног яда в моменты времени t, кратные T, с учетом возможност эисправления ошибок определяется формулой

$$\varphi(t, T) = 0.5 \left\{ 1 + [2P(T) - 1]^{\frac{t}{T}} \right\}.$$
 (2)

Іредставляют интерес предельные функции $f^*(t) = \lim_{T \to 0} f(t, T)$ $f(t) = \lim_{T \to 0} \varphi(t, T)$, для которых частота регенерации стремитс сконечности:

$$f(t) = \lim_{T \to 0} [P(t)]^{\frac{t}{T}} = \exp\left[\lim_{T \to 0} \frac{t \ln P(T)}{T}\right] = \exp\left[\frac{t P'(0)}{P(0)}\right] = e^{\alpha t}, \quad (3)$$

 $\alpha = P'(0) \ge 0$ (поскольку P(t) — невозрастающая функция),

$$\varphi^{*}(t) = \lim_{T \to 0} 0.5 \left\{ 1 + [2P(T) - 1]^{\frac{t}{T}} \right\} = \frac{1 + \exp\left[\lim_{T \to 0} \frac{2tP'(T)}{2P(T) - 1}\right]}{2} = \frac{1 + \exp\left[\frac{2tP'(0)}{2P(0) - 1}\right]}{2} = 0.5(1 + e^{\beta t}), \quad (4)$$

3=2P'(0)<0.

аким образом, обе предельные функции $f^*(t)$ и $\phi^*(t)$ (рис. 2 ставляют собой экспоненты, принимающие значение единиці t=0 и имеющие общую касательную в этой точке.

Отметим, что $\varphi^*(t)$ обладает всеми перечисленными выше св ами функции старения: она монотонно убывает с ростом (0) = 1 и $\lim_{t\to\infty} \varphi^*(t) = 0.5$.

Замечательно, что функция вида (4) при любом β является нкцией старения, для которой любое число регенераций, про цимых в произвольные моменты времени, не изменяет веро ти правильного считывания двоичного разряда. Действитель



сть в произвольный момент времени $t_1 < t$ была произведена р рация, тогда с учетом возможности самоисправления оши лная вероятность правильного считывания $P_1(t)$ в момент и ни t выразится:

$$P_{1}(t) = P(t_{1}) \cdot P(t - t_{1}) + [1 - P(t_{1})] [1 - P(t - t_{1})].$$

Подставляя в это выражение

$$P(t_1) = 0.5(1 + e^{\beta t_1})$$
 in $P(t - t_1) = 0.5[1 + e^{\beta (t - t_1)}],$

сле алгебраических преобразований получим

$$P_1(t) = 0.5(1 + e^{\beta t}) \equiv \varphi^*(t).$$

Таким образом, если функция старения P(t) представляет сс споненту (или близка к ней), то периодическая регенерация еет смысла. Используя экспоненциальную функцию старе жно ответить и на другие вопросы, поставленные выше, с вестна реальная функция старения P(t) и срок хранения инс ции T_0 .

Проведем экспоненту $\varphi_2(t)$ вида (4) через точку с коордими T_0 , $P(T_0)$:

$$\varphi_{2}(T_{0}) = 0.5(1 + e^{\beta T_{0}}) = P(T_{0}),$$

$$\beta = \frac{\ln[2P(T_{0}) - 1]}{T_{0}},$$

$$\varphi_{0}(t) = 0.5\left(1 + e^{\frac{\ln[2P(T_{0}) - 1]}{T_{0}}t}\right).$$

2 245

Легко показать, что если при $0 < t < T_0 P(t)$ лежит ниже $\varphi_2($ промежуточная регенерация лищь уменьшит вероятность п вроичного считывания двоичного разряда в конце срока хранен



вряда в конце срока хранен Если же P(t) и $\varphi_2(t)$ пере каются (рис. 3) при $t=t_1 <$ так что P(t) при $t < t_1$ леж выше, а при $t > t_1$ ниже $\varphi_2(t)$ то регенерация с периодо бо́льшим t_1 , уменьшает, с риодом, равным t, не изм няет, а с периодом, меньш t_1 , повышает вероятность п вильного считывания в кон срока хранения.

Для того чтобы реши возможно ли с помощью и риодической регенерации об спечить заданную вероятнос

Рис. 3.

правильного считывания в конце срока хранения T_0 , нужно пр ги экспоненту $\varphi_0(t)$ вида (4) через точку с координатами (рис. 4) и сравнить с ней реальную функцию старения P(t)

$$\varphi_0(t) = 0.5 \left(1 + e^{\frac{\ln(2P_0 - 1)}{T_0} t} \right).$$

Если P(t) на некотором отрезке $t_1 \ll t \ll t_2$ лежит не ниже φ_0 (означает, что периодическая регенерация может обеспечить з ную вероятность P_0 в конце срока хранения. Для этого пери енерации следует выбрать равным t_2 .



Рис. 4.

3 заключение можно поставить вопрос о получении максимал вероятности правильного считывания в конце срока хранени гь задана функция старения P(t). Предположим, что сущес

ет период регенерации $T_m > 0$, обеспечивающий максималы роятность считывания P_{\max} в конце срока хранения T_0 . Согла), можно записать

$$\varphi(t, T_m) = 0.5 \left(1 + e^{\frac{\ln[2P(T_m) - 1]}{T_m}t} \right).$$

Для отыскания экстремальной точки возьмем производную t, T_m) по T_m и приравняем ее нулю. Исключая из рассмотре =0 (этот предельный случай рассмотрен выше), после сокра я получим

$$\frac{2P'(T_m)}{T_m[2P(T_m) - 1]} - \frac{\ln[2P(T_m) - 1]}{T_m^2} = 0$$

И

$$\frac{0.5[2P(T_m) - 1] \ln[2P(T_m) - 1]}{T_m} = P'(T_m).$$

Но левая часть уравнения (8) есть ни что иное, как произ ия $\varphi(t, T_m)$ по t в точке $t = T_m$.

Таким образом, если функция старения P(t) такова, что су вует период регенерации T_m , обеспечивающий максимум вер ости правильного считывания P_m в конце срока хранения T_t сспонента $\varphi_m(t)$ (рис. 4) вида (4) касается кривой функции точке с координатами T_m , $P(T_m)$, и значение P_{\max} определя ыражением

$$P_{\max} = 0.5 \left(1 + e^{\frac{T_0}{T_m} \ln[2^p(T_m) - 1]} \right).$$

Выводы

1. Для описания процесса хранения данных удобно испо. ать функцию старения P(t), которая представляет собой за ость вероятности правильного считывания двоичного разряд ремени, прошедшего с момента записи информации на носи обладает следующими свойствами: $P'(t) \ll 0$ при $0 < t < \infty$; P=1; $\lim_{t\to\infty} P(t) = 0.5$.

2. Вероятность правильного считывания периодически ре ируемого двоичного разряда в конце срока хранения опреде я выражением

$$\varphi(T, T_0) = 0.5 \left(1 + e^{\frac{\ln[2P(T) - 1]}{T}T_0}\right),$$

де T — период регенерации, T₀ — срок хранения.

3. Если реальная функция старения P(t) представляет

тоненту (или близка к ней), то в рамках рассмотренной моде, межуточная регенерация не изменяет вероятности правильно гывания во все последующие моменты времени, включая T₀. 4. Если известна реальная функция старения P(t) и задана в гность P₀ правильного считывания двоичного разряда в кон ка хранения T_0 , то сравнение P(t) с экспонентой

$$\varphi_0(t) = 0.5 \left(1 + e^{\frac{\ln(2P_0 - 1)}{T_0}t} \right)$$

anger kak malanasi ya j

(6.32) Anterna y an estado estado Xelone e entra estado y atem Respecto estador estado estado estado estador estado estado estado estador estado e

inn agus 1851 - All Ionth Calddon N

otto eta esta d

золяет выяснить, возможно ли с помощью промежуточной рег зции обеспечить заданную вероятность P₀, а также определи буемый для этого период регенерации.

and an and the second secon An and the second sec

ు శిజించ చెప్పిన 25 లైని ఈ లో చిక్రం చిల్ల TURCES LETERT (S) C. BUILDERTS REALLING COM
Л. П. АФИНОГЕНОВ, Е. В. РОМ

О ПОГРЕШНОСТИ ИНТЕГРИРОВАНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПРОЦЕССОВ С ПОМОЩЬЮ УЗКОПОЛОСНОГО ИНТЕГРАТОРА

Обычные решающие усилители, которые широко примен: ля интегрирования переменных напряжений, имеют частс арактеристику, равномерную только в узкой полосе ч $l \ll f \ll f_0$. Начиная с некоторой частоты f_0 (обычно $f_0 = 200 \div 10$ коэффициент усиления довольно резко падает. Расширение по пропускания усилителя связано с рядом трудностей и в передь с опасностью самовозбуждения при работе в цепях с бокой обратной связью.



Рис. 1. Широкополосный интегратор (*a*) и узкополосный интегратор с усилителем, представленным апериодическим звеном первого порядка (б).



Узкополосность решающего усилителя ограничивает во ности его использования при анализе высокочастотных проц Однако во многих случаях требуется найти только конечное ; ние интеграла от процесса, продолжающегося ограниченное ; а точное воспроизведение формы интегральной кривой внутри межутка интегрирования интереса не представляет. В такиз чаях использование узкополосного усилителя оказывается в возможным, даже если спектр интегрируемого процесса значно но превышает полосу интегрирующего усилителя. В насто • рассматриваются вопросы, связанные с погрешностью такогс эирования.

и расчете интегратора (рис. 1) часто предполагается, что ое сопротивление усилителя весьма велико, а выходное совление достаточно мало. Кроме того, если интегрируемый сс достаточно низкочастотный по сравнению с полосой усия, то коэффициент усиления можно считать постоянным ным k_0 . С учетом этих допущений и при нулевых начальных иях (конденсатор C_0 был разряжен в момент t=0) работа ратора, изображенного на рис. 1 a, описывается следующей лой уравнений:

$$i_{1} = i_{2}, \quad u_{\text{Bbix}} - u_{0} = -\frac{1}{C_{0}} \int_{0}^{t} i_{2} dt;$$

$$u_{0} = u_{0} = -\frac{1}{C_{0}} \int_{0}^{t} i_{2} dt;$$
(1)

$$u_{\rm BX} - u_0 = i_1 R_0, \quad u_{\rm Bbix} = -k_0 u_0, \tag{1}$$

 x, u_{Bbix} — напряжения на входе и выходе интегратора; напряжение на входе усилителя i_1, i_2 — токи в сопротивлении сонденсаторе $C_0; t$ и t_1 — интервал интегрирования и переменнтегрирования соответственно.

шая систему (1) при нулевых начальных условиях, получим

$$u_{\rm BMX} = -\frac{k_0}{T_0(k_0+1)} \int_0^t u_{\rm BX}(t_1) \exp\left[-\frac{t-t_1}{T_0(k_0+1)}\right] dt_1.$$
(2)

ли $k_0 \rightarrow \infty$ то интегратор называется идеальным и вырабатыапряжение

$$u_{\rm Bbix}^{(0)} = -\frac{1}{T_0} \int_0^t u_{\rm Bx}(t_1) dt_1.$$
(3)

солютная погрешность Δ широкополосного интегратора, обуенная конечным коэффициентом усиления, представляет собой сть между (3) и (2) и равна

$$\Delta = -\frac{1}{T_0} \int_0^t u_{\text{BX}}(t_1) \left\{ 1 - \frac{k_0}{k_0 + 1} \exp\left[-\frac{t - t_1}{T_0(k_0 + 1)} \right] \right\} dt_1.$$
(4)

ссмотрим узкополосный интегратор, эквивалентная схема эго изображена на рис. 1 б. В этой идеализированной схеме тель, представляющий собой апериодическое звено первого ка, разделен на две части (обе «безынерционные») с коэфнтами усиления k_1 и k_2 , между которыми включена цепочка с постоянной времени T_1 . Общий коэффициент усиления =0 такой же, как и в предыдущей схеме.

бота схемы, изображенной на рис. 1 б, описывается следуюистемой уравнений:

$$u_{\rm BMX} - u_0 = \frac{1}{R_0 C_0} \int_0^t (u_{\rm BX} - u_0) dt_1,$$

$$\frac{u_{\text{Bbix}}}{k_2} = \frac{1}{R_1 C_1} \int_0^t \left(u_0 k_1 - \frac{u_{\text{Bbix}}}{k_2} \right) dt_1, \quad k_0 = -k_1 k_2.$$

Исключая при решении (5) величины *u*₀, *k*₁, *k*₂, получим нулевых начальных условиях

$$u_{\text{Bbix}}^* = \frac{g}{a_1 - a_2} \int_0^t u_{\text{Bx}}(t_1) \left\{ \exp[a_1(t - t_1)] - \exp[a_2(t - t_1)] \right\} dt_1,$$

 k_{0}

где

$$g = -\frac{1}{T_0 T_1},$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{k_0 + 1}{T_1} + \frac{1}{T_0} \right) \left(-1 + \sqrt{1 - \frac{4}{\left(\frac{k_0 + 1}{T_1} + \frac{1}{T_0}\right)^2 T_1 T_0}} \right),$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{k_0 + 1}{T_1} + \frac{1}{T_0} \right) \left(-1 - \sqrt{1 - \frac{4}{\left(\frac{k_0 + 1}{T_1} + \frac{1}{T_0}\right)^2 T_1 T_0}} \right).$$

Нетрудно показать, что (6) переходит в (2) при $T_1=0$. $T_1\neq 0$, то при реальных соотношениях между T_1 , T_0 и k_0 (10². $\leq 10^6$, 0, lc $\leq T_0 \leq 20$ c, 0,005 $\leq T_1 \leq 0$, 02c) можно упростить жения для α_1 и α_2 , разлагая выражение с корнем в ряд. По.

$$\alpha_1 \approx -\frac{1}{(k_0+1)T_0+T_1}, \quad \alpha_2 \approx -\frac{k_0}{T_1}.$$

Можно показать, что строго выполняются следующие нег ства:

$$\begin{aligned} |\alpha_{1}| < \frac{1}{T_{0}(k_{0}+1)}, \quad 0 < \frac{T_{0}g}{a_{2}-a_{1}} < \frac{k_{0}}{k_{0}+1} < 1; \\ 0 < \alpha_{1} + \frac{1}{T_{0}(k_{0}+1)} < \frac{T_{1}}{T_{0}^{2}k_{0}^{2}}, \\ \frac{k_{0}}{k_{0}+1} - \frac{T_{0}g}{a_{2}-a_{1}} < \frac{T_{1}k_{0}}{T_{0}(k_{0}+1)^{2}} < \frac{T_{1}}{T_{0}k_{0}}. \end{aligned}$$

Выражение для абсолютной погрешности узкополосного гратора Δ^* может быть получено как разность (3) и (6):

$$\Delta^* = -\frac{1}{T_0} \int_0^t u_{\text{BX}}(t_1) \left\{ 1 - \frac{T_0 g}{\alpha_2 - \alpha_1} \left[\exp \alpha_1(t - t_1) - \exp \alpha_2(t - t_1) \right] \right\} dt_1.$$

тределим отношение дополнительной погрешности $\Delta^* - \Delta$ узко ного интегратора к погрешности широкополосного интегра Δ , вводя обозначения:

$$\mathbf{v}(t_1) = 1 - \frac{k_0}{k_0 + 1} \exp\left[-\frac{t - t_1}{T_0(k_0 + 1)}\right],\tag{11}$$

$$\mu(t_1) = 1 - \frac{T_0 g}{\alpha_2 - \alpha_1} \left[\exp \alpha_1 (t - t_1) - \exp \alpha_2 (t - t_1) \right].$$
(12)

олучим, используя (4) и (10),

$$\frac{\Delta^* - \Delta}{\Delta} = \frac{-\frac{1}{T_0} \int_0^t u_{\text{BX}}(t_1) \left[\mu(t_1) - \nu(t_1) \right] dt_1}{-\frac{1}{T_0} \int_0^t u_{\text{BX}}(t_1) \nu(t_1) dt_1}.$$
(13)

ценим величину отношения (13) в том частном случае, когда рируемая функция $u_{\text{вx}}(t_1)$ знакопостоянна на всем протке интегрирования.

ункция $v(t_1)$, как это следует из ее аналитического выраже-11), неотрицательна на всем промежутке интегрирования $0 \le t$ и достигает минимального значения при $t_1 = t$:

$$\mathbf{v}(t) = 1 - \frac{k_0}{k_0 + 1} = \frac{1}{k_0 + 1}.$$
 (14)

ізность $\mu(t_1) - \nu(t_1)$ на конце интервала (при $t_1 = t$) близка інице, однако уже при отступлении от конца интервала 5ь его на величину T_1 для всего остального промежутка строго іняется, как можно показать, следующее неравенство:

$$0 < \mu(t_1) - \nu(t_1) < \frac{k_0}{k_0 + 1} - \frac{T_0 g}{\alpha_2 - \alpha_1}, \tag{15}$$

 $t \ll T_0 k_0$. Последнее всегда обеспечивают в интеграторах. этому, вводя в рассмотрение входной процесс, тождественно ий нулю при значениях аргумента $t - T_1 \ll t_1 \ll t$, непосредственимыкающих к концу интервала, что равносильно выполнению га величины интеграла спустя промежуток времени T_1 после ания интервала длительностью $t - T_1$, перепишем выражение цля дополнительной погрешности в следующем виде:

$$\frac{\Delta^* - \Delta}{\Delta} = \frac{\int_{0}^{t - T_1} u_{\text{BX}}(t_1) [\mu(t_1) - \nu(t_1)] dt_1}{\int_{0}^{t - T_1} u_{\text{BX}}(t_1) \nu(t_1) dt_1}.$$
 (16)

меняя положительную функцию $v(t_1)$ в знаменателе (16) ее зальным значением из (14), а положительную разность

 $t(t_1) - v(t_1)$ в числителе ее максимальным значением из (15) раясь на оценку (9), получим

$$\frac{\Delta^* - \Delta}{\Delta} < \frac{T_1(k_0 + 1) k_0}{T_0(k_0 + 1)^2} < \frac{T_1}{T_0}.$$

Таким образом, отношение дополнительной погрешности, нающей, при интегрировании знакопостоянного высокочастс роцесса узкополосным интегратором с верхней граничной чой усилителя $f_0 = \frac{1}{\ell_1}$, к основной погрешности, возникающей интегрировании того же процесса широкополосным интегратаким же коэффициентом усиления и с той же постоянной гени цепи обратной связи T_0 , не превышает $\frac{T_1}{T_0}$, а это при рых значениях параметров величина очень малая. Отсчет рала при этом должен производиться спустя некоторый (поресса.

Хотя такой результат получен для частного случая, когда есс знакопостоянный и операционный усилитель является ионным звеном первого порядка, можно высказать предпо, ие, что аналогичный результат справедлив и в общем случа накопеременного (но отличающегося от нуля на конечном и але времени) процесса и операционного усилителя, имеющег ую сложную передаточную характеристику. При этом для с переменного процесса погрешность нужно оценивать так же иля интегратора с неограниченной полосой, относя ее, напр максимальному выходному сигналу.

О. А. ДРОЗДОІ

О ТРЕБОВАНИЯХ КЛИМАТОЛОГИИ ТОЧНОСТИ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ НАБЛЮДЕНИЙ

ои характеристике многолетнего режима погоды в том или м географическом районе (или пункте) результаты метеоро еских наблюдений подвергаются статистической систематиза в большинстве случаев осредняются.

результате обработки изменчивость метеорологических вели о времени уменьшается (для средних обычно несколько мень ем пропорционально корню квадратному из числа использо их наблюдений). Поэтому удельный вес неисключенных систе неских погрешностей в ошибках климатических характеристи ственно возрастает по сравнению с исходными данными ъзуемыми для текущей информации. Например, ошибки тем уры 0,5° для текущей информации в большинстве случаев не твенны, а для характеристик, осредненных за месяц, оказы ся близкими к характерным различиям, вызываемым мест особенностями ландшафта, например различием между горо и его окрестностями. Если эта систематическая ошибка н овлена и не исключена поверочной поправкой, подобное раз не может быть правильно определено, хотя оно имеет уже ическое значение. Если на двух станциях наблюдения ведут истематическими ошибками разных знаков, а значения их не тны, то не исключено смазывание различий уже порядка о градуса или, наоборот, констатация подобных различий там х быть не должно.

зобходимость констатаций различий около 0,5° требует, чтобь раняемые систематические ошибки были по крайней мере аза меньше, т. е. не превышали 0,2°, при условии, что знан эшибок не коррелируется по территории. В качестве примера дем средние месячные разности между температурами стан юсква, Межевой институт (город) и Москва, Сельскохозяйст я академия, находившаяся до 50-х годов в условиях при а (для сравнения использованы 1881—1932 гг.) [1]:

Месяц			1	П	Ш	IV	V	VI	٠VII	VIII	1 X	X	ХI	XII
Разность температур, 'С			0.6	0.7	10	0.8	1.0	Ĺ0	09	0.9	0.7	0.6	0.5	0.5
••••	•	•	0,0	1.94	1,0	0.0	1,0	1,0	0,0	0,0	0,1	0,0	. 0,0	0,0

В ноябре и декабре, как видим, разности между температ Москвы и пригорода находятся как раз в пределах 0,5°, в я и октябре — к ним близки. В остальные месяцы разности с ваются в пределах 1°. Для установления таких различий сис гические ошибки приборов в этих пунктах должны быть су венно ниже 0,5°. Аналогичные различия отмечаются между т ратурами других городов и их пригородов. Так, например, дл зани и пригорода эти различия находятся тоже в предел а с августа по январь включительно в пределах 0,5°, годовы личия для Ташкента и его пригорода меньше 0,5°. Следоват при загрублении измерений достоверно определить влияние дов на климат невозможно. Такой же порядок имеют разл вызываемые крупными озерами, например Чудским, и водох лищами в лесной зоне, а также бо́льшая часть различий м температурами леса и поляны (кроме самых редких случаев) ма и долины и т. д.

Между тем все приведенные выше величины разностей 1 ратур имеют не только научное, но и практическое значениє бенно как индикаторы более крупных различий в отдельные суток или при определенных условиях погоды, и постоянно у ваются при пространственных сопоставлениях обще- и микт матического характера. Казалось бы, подобные разности дс определяться с трудом вследствие большой изменчивости тем гуры и многих других метеорологических величин во времен более что во многих районах существует и вековой ход. Пт чески в пункте мы знаем климатические нормы зимой с точн до 0,5—1,0°, летом до 0,3—0,5°. Однако из-за тесной корреля ной связи той же температуры в пространстве на близких ра ниях относительная точность (точность пространственного ст ния) оказывается значительно выше абсолютной. Так, на ра нии примерно 300 км разности температур колеблются от к году в пределах 0,5—1,0° и даже в наиболее несходных виях они составляют лишь 1-2°. Это в 2-3 раза меньше изм вости самих температур. На расстояниях же в несколько дес километров точность определения разностей еще в 2—3 раза шается. Это обеспечивает практически точное определение г ний между температурами отдельных пунктов из рядов об длительности, поэтому неточности могут возникать лишь изтавляющих систематических ошибок наблюдений на срави мых станциях.

При географической интерпретации результатов наблю на различных станциях правильная оценка различий между играет основную роль. Практически климатологи понимают ины различий, достигающих в среднем нескольких десяты; дуса, а через 0,5° уже возможно обоснованно проводить изо в пределах областей и республик. Таким образом, практи гочность ряда климатических характеристик температуры (сре максимальных и минимальных) ограничивается в большой именно неустраненной частью систематических ошибок, а не

случайных ошибок. Последние имеют значение для неосред их величин температуры, абсолютных минимальных и макси ных температур, тем более что в условиях погоды, в которых аблюдаются, ошибки станционной установки особенно велики ко эти величины, как выяснилось в исследованиях ГГО, до о успешно поддаются расчету по формулам, приспособленным эмальному распределению ежегодных экстрем. Успешность ных расчетов показывает, что наблюдаемые в настоящее і экстремумы устойчивы для каждой станции и роль случай в их формировании не так уж велика. Но успешность расче ребует правильной оценки средних квадратических отклоне і средних ежегодных значений экстремумы. Для последних и для других температурных характеристик, недопустимы ко-нибудь большие систематические для каждой станции по юсти приборов, так как различия на территории даже в 1°, не щие разумного объяснения, уже будут затруднять географи ю интерпретацию наблюдений.

мпература как элемент не является чем-то исключительным ее обработка проводится детальнее остальных элементов кли и служит основой для вычисления еще ряда характеристик принципе аналогичные требования предъявляются к исходным ым по атмосферному давлению, влажности воздуха и отчасти ества облаков, поскольку эти величины формируются пос име процессов крупного масштаба и характеризуются тесны юстранственными связями, распространяющимися на большие ояния.

эсколько иначе дело обстоит с количеством осадков, высотой юго покрова, скоростью ветра. Теснота связи между этими инами на соседних станциях гораздо меньше, а на больших ояниях она просто мало заметна. Поэтому относительная точ

для этих величин оказывается выше абсолютной только на х малых расстояниях, порядка десятков или сотни километров висимоти от района и сезона). К тому же эти величины часто іваются довольно изменчивыми во времени, а географическая претация оказывается затруднительной из-за малой точности одений. Тем не менее суммирование осадков делает климати е характеристики довольно чувствительными к изменению ме и наблюдений и к связанными с ним колебаниями норм на %, что эквивалентно действию систематических ошибок. Это

выявилось в современный период, когда после введения по ж на смачивание при игнорировании остальных источниког ок наблюдений возникла несогласованность с нормами, опу эванными в Справочнике по климату СССР. В этом Справоч даны нормы без поправок и с учетом суммарных поправок на івание и ветер.

меются обоснованные сомнения специалистов в достоверность ьтатов, получаемых при оценке вероятности выпадающих осадков. Неувязки исчезали, как только восстанавливалось етствие между нормами и результатами текущих наблюдений Последний пример показывает, что на систематические иск ия исходной информации (в особенности, если произошла с етодики во времени) достаточно серьезно реагирует клима ический материал не только элементов, наблюдаемых «точно столь неточно наблюдаемых элементов, как количество оса, Ізменения в измеряемой величине порядка 5—10%, вносимы енениями методики наблюдений, до корректировки норм или ученных по ним связей препятствуют применению текущей ин ации в прогнозах и расчетах.

ЛИТЕРАТУРА

Алисов Б. П., Дроздов О. А. и Рубинштейн Е. С. Курс кли логии, ч. 1 и 2. Л., Гидрометеоиздат, 1952.

И. М. ИМЯНИТОВ, В. Е. КАРПУШ

прибор для обнаружения близких гроз

a ser a A ser a s A ser a s A ser a s

3 настоящее время метеорологи определяют три характеристин овой деятельности: наличие гроз в круге данного радиус ія начала и конца грозы — продолжительность грозы и, нак активность гроз — число грозовых разрядов на данной пло и в некотором временном интервале. Для авиации больше ение имеет первая характеристика. Приборы, определяющи ые две характеристики, называются сигнализаторами гроз, ил осигнализаторами, приборы, определяющие третью характері у, -- грозорегистраторами. В ряде случаев функции приборс х видов пытаются совместить в одном так называемом грозо тчике. Оба вида приборов могут использовать оптические [1] тические, электрические (например, [1]) и радиолокационны алы [2], получаемые от гроз. Однако в настоящее время н циях применяются грозорегистраторы и грозосигнализатори имающие электрические сигналы. Эти приборы, имеющи рей родословной общего предка — грозоотметчик A. C. Попов ваны на определении электромагнитного сигнала, превышак заданный уровень. Приборы могут быть сделаны весьма пре и и технически надежными. В то же время они не нашли еш экого применения из-за трудности фиксации удаленност ы, создавшей принимаемые сигналы. Энергия, излучаемая о ными грозовыми разрядами, весьма различна как в разны ах, так и в данной грозе. Поэтому величины принимаемы элов от гроз, удаленных от пункта наблюдения на десятки и и даже тысячу километров, могут оказаться одинаковыми м образом, определение размеров зоны, в которой возникаю я, весьма затруднено. Но, если не известно расстояние, с коте приходят разряды, ценность применения приборов в оператин практике значительно уменьшается, а использование их дл чения режимных, хотя бы относительных характеристик, можє аться целесообразным только для значительных периодов, про нощих подчас десятилетия.

а последнее время наметились некоторые методы построени оров, позволяющие с точностью, достаточной для многих прак ких задач, фиксировать грозовую деятельность в круге дак радиуса. В настоящей статье изложены принципы построения таких рров, а также конструкция и результаты испытаний одного из рров — грозосигнализатора.

Самый простой грозосигнализатор представляет собой р абатывающее в тех случаях, когда сигнал достигает порого начения. Приборы данного вида состоят из трех основных и: антенны, воспринимающей измеряемый сигнал; преобра его узла, усиливающего и преобразующего сигнал — оби виде «Да» или «Нет», и устройства, считывающего снгнал иходе преобразователя. Для правильной работы прибора в ую очередь необходимо обратить внимание на построение пеј вух узлов. Их характеристики определяются особенностями алов, возникающих при ударах молний. Рассмотрим подро оследние.

Характеристики грозовых разрядов

Напряженность электрического поля, возникающего у по ости земли при ударе молнии на расстоянии r, может быть г гавлена в виде (например, [3]¹)

F-	$F - F \perp F \perp F -$	$1 \int 2hQ$	1 d(2hQ)	$1 d^2(2hQ)$	Í
ĺ	$\mathcal{L} - \mathcal{L}_{\mathfrak{H}} + \mathcal{L}_{\mathfrak{M}} + \mathcal{L}_{\mathfrak{H}} -$	$\frac{1}{4\pi\varepsilon_0} r^3$	cr^2 dt	$c^2 r$ dt^2	"

сли предположить, что разряд создается между двумя заря, 0 и —0, расположенными на расстоянии 2h друг от друга, г ряженность поля измеряется на расстоянии $r \gg h$. В уравн — скорость света, ε_0 — диэлектрическая проницаемость; при редполагается, что измерения ведутся в плоскости, перпенл ярной оси диполя.

Первый член уравнения (1) представляет собой так называлектростатическую составляющую поля E_{a} , второй — индуки ую E_{M} и третий — электромагнитную составляющую, или из. ие E_{am} . Существенно отметить, что каждая из составляноля зависит от расстояния по иному закону (рис. 1 б). Наи(руто убывает электростатическая составляющая.

Соотношение всех трех составляющих существенно зависи корости процесса (рис. 1 *a*).

Если предположить, что излучение молнии может быть гавлено гармонически осциллирующим диполем, излучан частотой f_0 , то уравнение (1) позволяет сделать вывод, что асстоянии от молнии $r_0 = \frac{c}{2 \pi f_0}$ все три члена уравнения (1 аются равными.

¹ Учет влияния конечной проводимости земли приводит к тому, что E_{a} днако в дальнейшем мы ограничились предположением $E_{am} \sim \frac{1}{r}$, так к е скажется на конечном результате оценок.

Например, при f₀=20 кГц r₀=2,4 км, при f₀=10 кГц r₀=5 к ри f₀=0,1 кГц r₀=500 км.

3 действительности разряд молнии носит апериодический хара и соответственно при малых расстояниях (меньших 100 км, гл на форме излучения не сказываются повторные отражения (осферы) все три члена уравнения (1) носят апериодически актер (рис. 1 в). Любой апериодический процесс может бы



Рис. 1. Изменения электростатической $E_{\mathfrak{d}}$, магнитной $E_{\mathfrak{M}}$ и электромагнитной $E_{\mathfrak{d}\mathfrak{M}}$ составляющих поля во времени и с расстоянием.

ставлен в виде интеграла Фурье. Поэтому соотношение напря остей поля (в данном интервале частот) всех трех составляю в месте приема будет определяться, помимо расстояния д іда (рис. 1 в), формой кривой разряда. Если в принимаемо)вале частот напряженность поля падает круто с увеличение ты, как это характерно для молниевого разряда, то величин дет в значительной степени определяться низшей частото интервала частот 700—20 000 Гц при линейном убывании на енности поля с частотой (при предположении, что напряжен поля на частоте 20 000 Гц в 2 раза меньше напряженност поля на частоте 700 Гц) радиус r_0 оказался бы равным 50 км.

Характер убывания электростатической составляющей деляется следующим соотношением [4, 5]:

$$\Delta E_{\mathfrak{s}} = \beta \left(\frac{10}{r}\right)^3.$$

Величина β для разных разрядов лежит в пределах 50-500.

Для электромагнитной составляющей можно принять (шение [4]

$$\Delta E_{\mathfrak{s}\mathfrak{M}} = \alpha \frac{10}{r}.$$

Величины ΔE_{2} и ΔE_{2M} получаются в В/м, если *г* выраженлометрах. Величина а меняется от 10 до 200. Из этих соотно вытекает, что $\Delta E_{2} = \Delta E_{2M}$ при $r_{0} = 10 \sqrt{\frac{3}{\alpha}}$, т. е. в среднем $r_{0} =$ а крайние значения могут меняться от 5 до 70 км.

Предполагая, что электрический момент в облаках Mменяется по экспоненциальному закону $M = M_0 e^{-\frac{t}{\tau}} = 2hQe^{-\frac{t}{\tau}}$ уние (1) можно представить в виде

$$E = \frac{1}{4 \pi E_0} \left(\frac{2hQ_0}{r^3} e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{2hQ_0}{cr^2 \tau} e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{2hQ_0}{c^2 \tau^2} e^{-\frac{t}{\tau}} \right).$$

Из уравнения (2) следует, что критическое расстояние котором все три составляющие поля равны, может быть выч из соотношения

$$r_0 = c \tau.$$

Если т равно 10^{-5} , 10^{-4} , 10^{-3} с и т. д., то соответственно r3, 30, 300 км и т. д. Для большинства молний т составляет большее 100 мкс, а расстояние r_0 соответственно пре 30 км.

Молнии могут существенно отличаться друг от друга по электрическим характеристикам, силе тока в них, скорости стания токов, частоте пульсаций, а также по длине и напрал Принято считать, хотя это мнение не единодушно, что и ударяющие на землю, существенно отличаются от молний ках тем, что в первых возникает так называемый обратный приводящий к появлению сильного круто нарастающего то ряжающего облака, а вторые в основном напоминают толь вую стадию развития разряда на землю и состоят из ряда сов тока, перемещающих заряд облака короткими ступеня ною порядка сотни метров. Частотные характеристики обои разрядов весьма различны.

Отношение напряженности электромагнитной составляю ударах молнии на землю (E₃) к той же составляющей при и в облаках (E_o) зависит от частоты f (табл. 1). В разных ах эти данные могут, по-видимому, различаться.

Таблица 1

ота, кГц	3	6	10	20	30	5 0-10 0	1500-12000
	20—40	:0—20	10	5	2-3	1-1,5	1

юко на частотах, больших 50—100 кГц, амплитуды излучеоблачных и наземных разрядов близки по величине. одные данные [4] о вероятностном распределении зарядов, ующих в молниевом разряде, токах молний и скоростях их ний, т. е. данные, необходимые для оценки всех трех членов ния (1), представлены на рис. 2.



2. 2. Накопленная вероятность заряда (а), вовлеченного в грозовой разряд, тока (б) и изменения тока во времени (в). начальная стадия наземного разряда и разряда между облаками, 2 и 3 ряды в высокие здания, 4 — разряды в горах, 5 — расчетная по данным, эсящимся к внутрноблачным разрядам, 6 — разряды над равниной, 7 японские данные со специальной методикой наблюдений.



Очевидно, что применение устройства, определяющего б грозы по данным о напряженности поля, может приводить к тельным ошибкам; удаленные сильные разряды могут со: поле напряженностью, равной создаваемой близкими слабы рядами. Поэтому представляется существенным учесть, на быстро составляющие поля убывают с расстоянием. Из ура (1) следует, что наиболее выгодным является измерение э статической составляющей. В самом деле, если для электро ной составляющей разброс в величине импульса приводит что в предельном случае равные напряженности поля могут даться при расстояниях, отличающихся в 50—100 раз (т. е. измерения расстояния до одиночного импульса может м во столько же раз), то для электростатической составляющ ные напряженности поля могут для предельного случая нуть от разрядов, удаленных на расстояния, отличающиес 7 раз.

Это обстоятельство хорошо иллюстрируется рис. 3, пост по данным об изменении напряженности электростатичес ставляющей с расстоянием [14] и об изменении напряж электромагнитной составляющей. Прямые 1—2 и 3—4 ог вают предельные значения поля для этих составляющих. кривых указывает на закономерность убывания напряж с расстоянием. Прибор, установленный на срабатывание при напряженностью выше заданной, дает ошибку в определении яния при использовании электромагнитной составляющей ятки раз бо́льшую, чем при измерении электростатической ляющей.

я конструирования любого прибора с заданными пределами ти необходимо рассчитать среднее распределение сигналов илитудам и оценить, насколько истинное распределение может иться от среднего.

рвая часть этой задачи выполнена Хорнером [16].

основе предположения, что амплитуды атмосфериков на и расстоянии r от грозы имеют логарифмически нормальное зделение, Хорнер рассчитал, что вероятность приема разряэдающих амплитуду, бо́льшую, чем E_t дб, равна

$$P = \frac{100}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{E_{\star}}^{\infty} e^{-\frac{(E-E_{m})^{2}}{2\sigma^{2}}} dE, \qquad (3)$$

a — среднее значение амплитуды напряженности поля, σ — ртное отклонение (σ и *E* выражаются в децибелах).

и E_t пороговая чувствительность сигнализатора гроз, ние (3) дает процент разрядов, сосчитанных на расстояот грозы. Если допустить, что средняя напряженность поля т с расстоянием по закону r^{-m} , то, выражая поле в децибеполучаем $E_m = k - 20m \lg r$, где k постоянная. Процент анных разрядов в этом случае

$$P = \frac{100}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{E_{t}}^{\infty} e^{-\frac{(E+20m \lg r-k)^{2}}{2\sigma^{2}}} dr.$$
 (4)

исимость P от $\lg r$ подобна зависимости от E, и, так как иость P на нормальной логарифмической шкале от E линейейной будет и зависимость P от $\lg r$.

и E имеет стандартное отклонение σ дб, то 20 lg r будет стандартное отклонение $\frac{\sigma}{m}$, или

lg r расстояние, на котором считается 50% всех разрядов расстояние, на котором считается 84% всех разрядов

$$= 20 \lg \frac{r_{50\%}}{r_{84\%}} = \frac{\sigma}{m},$$
 (5)

$$\frac{r_{50\%}}{r_{84\%}} = 10^{\frac{\sigma}{20m}}.$$
 (5a)

ідартное отклонение о различно для разных гроз и составс электрического поля [16, 17, 18, 19]. Привлекая данные можно принять в среднем, что для токов и их изменений тное отклонение равно 8—12 дб. Изменение электростатиеского момента облаков передается [5] стандартным отклон -6 дб (см. рис. 3).

Уравнение (4) позволяет оценить вероятность локализаци ельной вспышки молнии по данным о распределении раз



го радиуса. 1) $\sigma = 6 \ \text{m}6, \ m = 3, \ 2) \ \sigma = 12 \ \text{m}6, \ m = 3, \ 3) \ \sigma = 6 \ \text{m}6, \ m = 1, \ 4) \ \sigma = 12 \ \text{m}6, \ m = 1.$

хождения

по амплитудам и скорости убывания поля с расстоянием. На [16] представлена эта зависимость. Под эффективным рад сигнализатора гроз или грозорегистратора гоф в работе [16] мается расстояние, на котором действительное число молний статочно большой период равно сосчитанному. Как видно



Рис. Теоретическая зависимость доли принятых разрядов (%) от удаления. Усл. обозн. см. рис. 4.

сунка, даже для наибольших стандартных отклонений о при т. е. при использовании электростатической составляющей, тельно точно определяется расстояние до отдельных разря

На рис. 5, взятом из [16], представлена зависимость (ния (в процентах) сосчитанных разрядов к общему числу ра от отношения расстояния до грозы r к эффективному г сигнализатора гроз r_0 . Опять видно большое преимуществ рений на электростатической составляющей.

адо иметь в виду, что последовательные разряды из одно ки могут иметь одну и ту же интенсивность, поэтому не всегд ичение числа сосчитанных молний для данной грозы може эсти к повышению точности локализации расстояния.

риведенные расчеты Хорнера дают возможность провести юю статистическую оценку качества работы того или иного иства, но в каждом отдельном случае отклонения могут пре ть указанные. Вероятность таких отклонений может быть оце по величине интеграла вероятности, рассчитанного с помощью улы (3).

іким образом, сигнализаторы гроз, находящиеся на относи о небольшом удалении, не превышающем 30—50 км, должнь ать на электростатической составляющей на относительно х частотах.

адо, однако, иметь в виду, что в наших широтах только $1/4-1/\epsilon$ розовых разрядов ударяет на землю. В тропических широтах облачных разрядов возрастает до 0,9. Ряд облаков вообще ет разрядов на землю. Поэтому не следует проектировать сигатор гроз, принимающий только наземные разряды. Сущест-

(чтобы не было пропусков гроз в районе наблюдения) вести как облачных, так и наземных разрядов, а это требует (см. 1) более широкой полосы приема или использования двух

эегистраторов.

Антенны для приема составляющих электрического поля. грозового разряда

ием каждой из трех составляющих электрического поля разосуществляется с помощью приемников-антенн. Виды этих и для разных составляющих различны, но, вообще говоря, обую антенну воздействуют, хотя и в разной мере, все три ляющие.

я приема электромагнитной составляющей используют обыч. 1. обзоры [4], [16], [21]) вертикальный или горизонтальный 1 длиной в несколько (обычно от 3 до 30 м) метров. Так 1 ина принимаемой волны много больше размеров антенны, ующая длина антенны близка к истинной ее длине остаточно высоком подвесе антенны). Однако такая антенна мает и значительную долю электростатической составляю-Тапряжение от этой составляющей почти линейно растет ичением высоты подвеса.

тем электростатической составляющей возможен как на у типа применяемой для приема электромагнитной составляюак и на специальную антенну, представляющую собой некоповерхность. В первом случае выделение электростатичеоставляющей на фоне электромагнитной достигается селекизких частот и увеличением высоты подвеса, во втором — также и выбором соответствующей поверхности. Заряд Q на заземленной сфере радиуса ρ , размещенной на соте h над землей, может быть вычислен из уравнения (см. пример, [21])

$$\frac{Q}{\rho} - \frac{Q}{2h} + V = 0.$$

Здесь $V = \int_{0}^{h} Edh$ — ненарушенный потенциал электроста ского поля на высоте h, E — напряженность поля. Для при ков, расположенных на высотах, не превышающих 20—30 м, статочной степенью точности можно предположить, что $\overline{V} = E_{-}$ E — напряженность поля, измеряемая у поверхности земли. 1 нение заряда шара ΔQ при изменении напряженности поля н с достаточной степенью точности (если $h \gg \rho$) может быть прер лено в виде

 $\Delta Q = -\Delta Eh\rho.$

Такой же величины заряд возникнет на изолированной с соединенной с землей через емкость C. Потенциал ΔU , возни на этой емкости, может быть записан в виде

$$\Delta U = -\frac{h \rho}{C+C_{\rm ur}} \Delta E.$$

Величину $\frac{h \rho}{C_{\rm m}}$ ($C_{\rm m}$ — емкость шара, равная его радиу можно принять равной действующей высоте антенны для п электростатической составляющей. Для приема электромагь составляющей действующая высота $h_{\rm PM}$ будет примерно рав тогда отношение действующих высот для приема обеих состащих будет равно

$$\frac{h_{\vartheta}}{h_{\vartheta M}} = \frac{h}{2\rho},$$

т. е. увеличивая h, можно повысить отношение сигнала от эл статической составляющей к сигналу от электромагнитной с ляющей. Другой путь повышения отношения сигналов — исп вание плоских электростатических антенн в виде дисков η ной δ ; для них $\frac{h_9}{h_{ext}} = \frac{h}{\delta}$.

Сигнализаторы гроз, основанные на измерении электростатической составляющей поля

«Идеальный» сигнализатор гроз должен принимать вс ряды, возникающие в пределах круга некоторого радиу Если обозначить через n_0 и *п* соответственно число возник и принимаемых разрядов с данного расстояния, то графичес рактеристика идеального грозорегистратора выглядит подобі вой 1, представленной на рис. 6. действительности грозорегистратор не примет часть разрядої уге радиуса $r_{\partial\Phi}$ и примет часть разрядов, возникших за преми этого круга. Рисунки 4 и 5, формулы (3) и (4), приведен зыше, могут служить для оценки величин отклонения от иде ой кривой.





6. Характеристика идеального 1 реального (2) сигнализаторов гроз.



ивая 2 на рис. 6 представляет характеристику реального ра. Чем ближе характеристика реального прибора подхоидеальной, тем лучше выполнен прибор.

инимаемое определение термина эффективного радиуса $r_{\partial \Phi}$ іт от поставленной задачи.

рис. 7 видно, что, хотя на расстоянии 30 км считаются все и, возникающие внутри круга данного радиуса, при указанувствительности грозосигнализатора, последний сосчитает рно в 10 раз больше разрядов за счет молний, находящихся ого радиуса. Молнии, возникающие на расстояниях более 4, грозорегистратором не будут отмечены, но прибор будет рировать только 40% молний, возникших в круге радиуса

и определении эффективного радиуса действия для грозоизаторов необходимо учесть степень надежности оповещеия о наличии грозы в данном радиусе. Пользуясь данными оятности тех или иных изменений электрического момента об ри ударах молнии и законом изменения поля с расстояние блака, можно на основе формулы (4) произвести расчет ве ости появления изменений поля той или иной величины. На ании этих расчетов могут быть построены графики (подобные





Рис. 8. К методике оценки эффективного радиуса.

Рис. 9. Схема устройства тростатической антенны. 1 — мачта, 2 — изолятор, 3 — анти проводящий шар или диск, 4 — к

еденным на рис. 3, полученным экспериментально), позволя пределить r_{ab} . В самом деле, пусть кривая 1 (рис. 8) дает иение логарифма среднего значения поля с расстоянием r. I ривые 2 й 3 ограничивают соответственно значения напри юсти поля, отличающиеся, скажем, в k раз от среднего. ля заданных k, меняя пороговое значение чувствительности ика, можно найти с помощью показанного на рис. 8 постр оответствующее значение r_1 . Однако надо иметь в виду, что иерно увеличивать k нельзя, так как это приведет к расшиг области с радиусом r₂, откуда будет приниматься большое юсторонних разрядов. Вызванные ими срабатывания сигнали а приведут к излишне частым оповещениям о грозах. Таким ом, за эффективный радиус r_{эф} сигнализатора гроз выбир адиус круга, в котором вероятность надежного оповещения (ах достаточно высока. В понятие «достаточно» должны зключены соображения о требуемой степени надежности и (иожной допустимости лишних срабатываний от далеких гро

.

оказанные на рис. 8 заштрихованные области и $r_{9\phi}$ соответст заштрихованным областям и $r_{9\phi}$ на рис. 6.

адо напомнить, что сушествующая система визуального обна ния гроз также может быть оценена с помощью кривых, по о представленным на рис. 8, только по осям вместо lnE буду жены яркость молний и сила грома, а вместо E_t — пороговы эния этих величин, отмеченные наблюдателем. В этом случа о пропусков близких молний увеличится по сравнению с чис отмечаемым прибором, также возрастет число принимаемы: ких молний. Относительная величина $r_1 - r_2$ при визуальны: юдениях, характеризующая относительную ошибку в опреде и расстояния $\frac{r_1 - r_2}{r_1}$, будет значительно больше для сущест цих на сети визуальных наблюдений, чем для приборных. анее было отмечено, что величина изменения зарядов на про цем шаре 3 радиуса ρ (рис. 9), поднятом на высоту h над по юстью земли, связана с изменением напряженности поля ΔE

юшением (6):

$$\Delta Q = -\Delta Eh\rho.$$

апряжение, возникающее на выходе приемника, будет равно Z, где Z — комплексное сопротивление, на которое нагруженик, а i — ток, текущий по этому сопротивлению:

$$i = \frac{d(\Delta Q)}{dt} = -h \rho \frac{d(\Delta E)}{dt}$$
$$U = -h \rho Z \frac{d(\Delta E)}{dt}$$

$$U = -h \rho \frac{d(\Delta E)}{dt} \left(\frac{r}{\omega Cr + 1} \right).$$
(8)

ассматривая два крайних случая [21]: чисто емкостного $\gg t$), где t— время изменения E, и чисто омического $Z(rC \ll t)$ о легко представить частотную характеристику показанной ис. 9 схемы. Для первого случая $U = -\frac{h_{\rho}}{\omega} \cdot \frac{d(\Delta E)}{dt}$, для вто- $U = -h_{\rho}r \cdot \frac{d(\Delta E)}{dt}$.

ли полагать, что апериодическое изменение поля при ударє и следует экспоненциальному закону $\Delta E = \Delta E_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$, уравнение ожно представить в виде

$$U = h \rho \Delta E_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \frac{r}{(\omega Cr + 1)\tau}.$$

последнего уравнения следует, что напряжение U во вребудет меняться по такому же закону, что и напряженность E, для случая чисто емкостной нагрузки.

лагая, что $E = E_0 \sin \omega t$, можно сделать заключение, что нание на выходе схемы в случае чисто емкостной нагрузки не ависит от частоты ω процесса, а в случае чисто омической рузки будет линейно падать с уменьшением частоты ω . Часто арактеристика такого устройства будет выглядеть так, как азано на рис. 10. Естественно, что для сохранения постоян увствительности желательно, чтобы на рабочем участке ха еристики выполнялось соотношение $rC \gg \frac{\tau}{2\pi}$, где τ — период есса изменения напряженности поля. Больших значений rC 1 о достичь увеличением как r, так и C. Однако увеличению rит предел как входное сопротивление усилителя, так и огр ение, налагаемое качеством изоляции. Увеличению C ставит ел чувствительность применяемой схемы; по мере увеличени инейно уменьшается величина сигнала.



ис. 10. Частотная характеритика электростатической антенны.

Оценим работу реальной схемы.

Допустим, что эффективный радиус действия прибора до оставлять 25 км. Средняя напряженность поля на этом рас ии равна 1 В/см. Для шарового приемника радиусом 25 см отой 10³ см заряд Q, возникающий при изменении напряж ти поля на 1 В/см, будет равен 0,5 · 10² эл. ст. ед.==1,5 · 10⁻¹ близкий по величине заряд возникает на диске того же рад

Если выбрать $r=10^5$ Ом и $C=10^4$ см, то для процессов толжительностью, меньшей 10^{-3} с, сигнал U=1,5 В, но уже процессов продолжительностью 10^{-2} и 10^{-1} с он упадет до 10,015 В соответственно. Увеличивая r до 10^6 Ом, можно разить площадку равного усиления для процессов продолжи ностью до 10^{-2} с (табл. 2).

Табли

ависимость напряжения сигнала (В) от продолжительности про (Изменение напряженности поля равно 1 В/см, $C = 10^4$ см)

		Продолжительность процесса, с									
Сопротивление, Ом		10-6	10 ⁻⁵	10 -4	10-3	10 ⁻²	10-1				
•	$r = 10^{5}$	1,5	1,5	1,5	1,5	0,15	0,015	0			
	$r = 10^{6}$	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	0,15	·- C			

учетом сказанного выше о зависимости электростатическої івляющей от частоты очевидно, что предпочтение надо отдаті анту схемы с $r = 10^6$ Ом. Увеличивать С больше $10^4 - 10^5$ см лесообразно, так как это потребует введения дополнительных адов усиления в приемное устройство.

ассмотрим влияние основных источников помех на рассмат емое устройство.

лияние электромагнитной составляющей. Кат явалось выше, соотношение электростатической и электро итной составляющих зависит от частоты, на которой принима сигнал. Из уравнения (2) следует, в частности, что отношение яженности поля E_{2} от электростатической составляющей гряженности поля E_{2M} от электромагнитной составляющей для иодического разряда равно:

$$\frac{E_{\vartheta}}{E_{\vartheta M}} = \frac{C^2 \tau^2}{r^2} = n.$$

ля большинства молний расстояние r_0 , на котором n=1, пре ет 30 км и во многих случаях весьма значительно. Если, на ер, $r_0=30$ км, то на расстоянии 5, 10, 20 и 25 км n будет соот венно равно 36, 9, 2,25 и 1,4.

з-за статистического разброса характеристик разрядов это нает, что в ряде случаев может быть принята и электромагнит составляющая от разрядов, расположенных на расстояниях ших эффективного радиуса.

ля уменьшения вероятности приема электромагнитной состав цей необходимо, чтобы эффективная высота антенны для ес ма была много меньше, чем эффективная высота антенны для ма электростатической составляющей. На основе формулы (7а) ассмотренной нами антенны с $\rho=25$ см и $h=10^3$ см отношенис ктивных высот $\frac{h_9}{h_{9M}}=20$, а для диска толщиной 10 см $\frac{h_9}{h_M}=100$ ак как соотношение амплитуд сигналов на выходе антенн целяется отношением $\frac{E_9}{E_{9M}} \cdot \frac{h_9}{h_M}$, в рассматриваемом случае отно е амплитуд от обеих составляющих на входе регистрирую

(или показывающего) устройства будет составлять для расий 5, 10, 20 и 25 км соответственно 720, 180, 45 и 28 для шара 0, 900, 225 и 140 для диска.

ользуясь формулой (4), можно оценить вероятность приема ростатической составляющей с расстояний, больших 50 км тельно меньшей 0,01.

аводки на прибор, создаваемые помехами индустриального стера, в основном сводятся к действию электромагнитной сояющей. Их действие будет уменьшаться с уменьшением раприемного шара и увеличением порогового значения напря-

я при срабатывании приемного устройства. ітенны, применяемые обычно [4, 5, 10, 21] для грозорегистра-, принимающих электромагнитную составляющую, имеют дли -30 м. Рассмотренный электростатический регистратор (при той же пороговой чувствительности регистрирующего устрой будет обладать в 10 раз большим отношением сигнал — пс

Влияние токов коронирования. В сильных эле ческих полях, возникающих под облаками, дающими ливни зы, при песчаных бурях, антенны приемных устройств могут в коронировать. Ток коронного разряда течет в виде ряда импу причем амплитудные значения токов могут доходить до дес микроампер, что на нагрузке $r=10^6$ Ом может создать нап ние в десятки вольт. На выходе антенны при этом возникак пульсы напряжения, которые прибор зарегистрирует как вые разряды. Выбирая соответствующим образом констру антенны, можно предотвратить возникновение коронировани

В самом деле, коронирование с поверхности шара доста большого радиуса начинается при нормальных условиях, напряженность поля у его поверхности станет равной или г сит $E_{\rm kp}$ = 30 000 В/см. При появлении капелек на поверхности это значение снижается до 20 000 В/см.

С другой стороны, напряженность поля у поверхности $E_{\rm m} = \frac{E_{\rm aTM} \cdot h}{\rho}$, где $E_{\rm aTM}$ — напряженность поля атмосферь и h — радиус шара и высота его над землей. Очевидно, что э коронирования не скажется при $E_{\rm m} < E_{\rm kp}$. Для этого случая чтобы $E_{\rm aTM} < \frac{\rho}{h} \cdot E_{\rm kp}$. Для рассмотренного случая, т. е. $\rho = 10^3$ см, $E_{\rm aTM}$ должно быть меньше 500 В/см, чтобы корони ние не возникло. В действительности у поверхности земли о не возникают поля напряженностью, большей 200 В/см.

Влияние токов осадков. Ток осадков, попадающ приемник, может создать на сопротивлении r сигнал $U_{\text{пом}}$, вающий срабатывание устройства, $U_{\text{пом}} = i\pi\rho^2 r$, где i — пло тока осадков. Плотность тока осадков в атмосфере не прев 10^{-10} А/см², поэтому для рассмотренного нами случая $U_{\text{пом}} <$ т. е. лежит ниже предела чувствительности (1,5 В) выбр устройства.

За счет порывов горизонтального ветра на шаровую а могут приноситься заряды осадков, большие, чем понад на горизонтальную плоскость. Возрастание тока может про в отношении <u>горизонтальная скорость потока</u>. Считая, что корость падения капель. Считая, что мальные токи создаются каплями со скоростью падения а скорость ветра не превышает 30 м/с, можно оценить макс ный сигнал помехи в 0,8 В, т. е. и в этом случае сигнал 1 не превышает порога срабатывания устройства.

Не должны приводить к срабатыванию устройства и ток никающие при отрыве капель от приемника [22].

Влияние изменений электростатического атмосферы. Электростатическое поле атмосферы вбли верхности земли может меняться не только при наличии гр разрядов. Однако эти колебания поля происходят обычно (медленно. При осадках и пыльных бурях, например, когда меняется наиболее быстро, скорость изменения поля может гать несколько В/см.с⁻¹.

лагая его максимальное изменение 10 В/см с⁻¹, можно опреь, что максимальный сигнал, который создает это поле рормулу (8)), не превысит 0,15 В на нагрузке $r=10^6$ Ом (см. 2).

ияние размещения антенн. При приеме электростакой составляющей весьма существенно, чтобы не было экраания антенн как местностью, так и окружающими предме-

Точных указаний по установке антенн для всех случаев нельзя, так как полную оценку экранирования можно провести о для модели местности. Следует устанавливать антеноткрытой местности. Те условия, которые считаются репрегивными для измерения ветра, могут считаться удовлетворими и для размещения антенн грозорегистраторов и сигнаоров гроз. Таким образом, можно размещать антенны на площадках. При наличии поблизости высоких мачт или ов антенну грозосигнализатора следует удалять от них на ояние, не меньшее по величине высоты мачты.

гияние изменения пороговой чувствительноприбора на определение расстояния. Антенна регистратора или сигнализатора гроз обычно соединяется герным устройством, срабатывающим при приходе сигнала.

сосчитанных разрядов равно, таким образом, числу срабаий триггера. Если V_t — пороговая чувствительность триггера, тствующая напряженности порогового поля E_t , то доля соиных разрядов может быть вычислена по формуле (4). Из лы следует, что изменения E_t будут вызывать соответствуюзменения доли сосчитанных разрядов или радиуса действия изатора (см. также рис. 8, на котором видно, что изменевызывают соответствующие изменения r_1 , r_2 и $r_{\rm op}$). Для при-

принимающих электростатическую составляющую, с радиуействия, не превышающим 25 км, изменения E_t , меньшие не существенно скажутся на точности измерений.

тибка в определении расстояния. Для данной поий напряженности поля E_t вероятность данной ошибки еделении расстояния до разряда может быть оценена по ле (4).

энемся к рис. 4. Как следует из его данных, при стандартном сении амплитуд в пределах 6—12 дб при приеме электроеской составляющей для прибора с эффективным радиусом эоятность того, что зарегистрированный разряд лежит на янии, не превышающем 1,7—2,8 эффективного радиуса, к 100%. Вероятность того, что этот разряд произошел е $r_{\rm sob}$, лежит в пределах 65—85%.

и разработке сигнализаторов гроз надо, как уже указыварассчитывать на наиболее трудный случай, т. е. рассчитывать на прием сигналов по кривой 2 на рис. 4. Это означае в отдельных случаях счетчик, рассчитанный на расст $r_{s\phi}$ =25 км, например, примет разряды и с расстояния 75 км.

число таких разрядов будет весьма невелико. Вместе с тем в этом случае число пропущенных разрядов в круге радиуса 25 км будет превышать 10%.

На рис. 11 показана характерная кривая для сигнализатора гроз с шаровой антенной, принимающего электростатическую составляющую [23] от молний, ударяющих в землю. Эффективный раднус $r_{\rm эф} \approx 5,5$ км. По оси абсцисс отложено расстояние до молнии, а по оси ординат — доля сосчитанных разрядов.



Рис. 11. Изменение вероятнос ема грозового разряда на с расстоянием.

Как видно из кривой, положе-

ния, на которых основан расчет приборов, принимающих эл статическую составляющую, весьма удовлетворительно опј ваются.

При уменьшении $r_{a\phi}$ до нескольких (3—5) километров и зовать соотношение (4) сложно, так как в этом случае лип размеры молнии становятся сравнимыми с расстоянием д и зависимость от расстояния перестает отмечаться. В свою о благодаря тому что зависимость от расстояния становится резкой, несколько возрастает ошибка, связанная со статисти разбросом амплитуд молний.

Датчик близких гроз

В аэродромной автоматической метеостанции типа К использован. датчик наличия близких гроз, основанный на п пе индикации изменений электростатического поля, возник при грозовых разрядах.

Для реализации указанного принципа в качестве антенн менен пустотелый диск 10 (рис. 12) радиусом 25 см, закј ный на стакане 4. Стакан 4 с помощью изоляторов 2 и 5 лен на трубе 3, внутри которой проходит отрезок коаксиа кабеля, центральная жила которого соединена с диск а оплетка — с трубой 3. На другом конце кабеля смонт разъем 1, с помощью которого антенна подключается к эл ному реле.

Для предотвращения загрязнения изолятора 2 и попадє него капельной влаги предусмотрена защита — экран 14 пак 12. уба 3 и экран 14 закреплены на стойке 16, в нижней части ой имеется гнездо для установки на штырь мачты, общая выкоторой с антенной около 10 м.

иектронное реле (рис. 13) выполнено на полупроводниковых нтах. Срабатывает реле при появлении на его входе импульсигнала, как положительной, так и отрицательной поляр-



Рис. 12. Конструкция антенны сигнализатора гроз.

значение которого превышает 0,7 В, лежащего в полосе 100—1200 Гц. Ограничение по низкой частоте необходимо цавления действия индустриальных помех.

цной каскад электронного реле выполнен по схеме эмиттервторителя с целью обеспечить согласование выходного соиения антенны с входным сопротивлением усилителя иителя, выполненного на двух транзисторах ПП2 и ПП8, а которого снимается сигнал одной полярности, ограниченамплитуде. Этот сигнал подается на усилитель на транзи-ПЗ, в котором также осуществляется коррекция частотной ристики усилительного тракта. Затем сигнал поступает



(новибратор и выходной каскад, представляющий собой усилимощности, нагрузкой которого является обмотка реле P2. эяние контактов этого реле, которое определяется центральустройством КРАМС, дает информацию о наличии или отвии грозы в районе заданного радиуса.

электронном реле смонтирована схема имитации и контроля, ляющая проверить работоспособность датчика, а также соствующего канала КРАМС: при нажатии кнопки КН1 на схемы подается импульс, который должен вызвать срабаты-. реле *P2*.

атчик может быть использован и в качестве автономного припри этом замыкание контакта реле Р2 должно вызывать тывание звукового или светового сигнализатора. Если к датподключить счетчик импульсов, то в этом случае прибор буютать как грозорегистратор или счетчик молний.

ибор описанной конструкции более двух лет использовался стве датчика автоматической метеостанции. Во время испыинформацию о наличии гроз, выдаваемую станцией, сравни-: данными о грозах, полученными как наземными наблюда-1, включая сеть метеостанций, так и с помощью самолетных дений. Испытания проводились при наличии мощных источрадиопомех.

зультаты испытаний (в том числе и государственных) покачто прибор надежно работает, а его характеристики присоответствуют расчетным. Эффективный радиус действия а был оценен равным примерно 25 км. Прибор выпускается

о в составе станции КРАМС.

ЛИТЕРАТУРА

g a w a N. a. K o b a y a s k i M. Field changes and variation of Luminosity e to lightning flashes. Recent Advances in Atmospheric Electricity, Pergam Press, London, 1958, p. 485. a M. G. H. Radar observations of lightning. Journ. of Atmos. a. Terr. Phys.,

248, 1959. el H. Atmosphärische Elektrizität. Bd. II, Leipzig. 1962. er-Hillebrand D. Zur Physik der Blitzentladung. ETZ, A, No. 8,

1961.

c e E. T. The influence of individual vatiations in the field-changes due to htning discharges upon the design and performance of lightning flash coun-s. Arch. Meteorol. Geophysik u. Bioklimat., A, 9, 78, 1956. achron K. B. Lightning to the Empire State Bilding. Trans. Amer. Inst.

ctr. Eng., 60, 885, 1941.

er K. Resultate der Blitzmesungen der Jahre 1947 fis 1954 auf dem Monte 1 Salvatore. Bull. Schweiz. Elektrotechn., Ver., 46, 405, 1955.

ann G. D. The measurement of lightning currents in direkt strokes. Trans. er. Inst. Electr. Eng., 63, 1157, 1944. olds S. E. a. Noill H. W. The Distribution and discharge of thunder-

m charge centers. J. Meteorol., 12, 1, 1955. k e y a m a H. The distribution of the sudden change of electric field on

earth's surface due to lightning discharge. Recent advances in atmosphe-electrity. Pergamon Press, London, 1958, p. 289.

- 11. Hylthén-Cavallius N. u. Strömberg A. Field measurements of lig currents. Elteknik, 2, 109, 1960. 12. Hagenguth I. H. a. Anderson I. G. Lightning to the empire Stat
- ding. Trans. Amer. Inst. Elektr. Eng., 71, 640, 1952.
- A method of estimating lightning performance of transmission lines. Amer. Inst. Electr. Eng., 69, 1187, 1950.
 Pierce E. T. a. Wormell T. W. Field changes due to lightning disc.
- Thunderstorm Electricity. Univ. of Chicago Press., 1953, p. 251.
- 15. Norinder H. Long-distance location of Thunderstorms. Thunderstorm
- ricity. Univ. of Chicago Press., 1953, p. 276.
 16. Horner F. The Design and use of instruments for counting local lig flashes. Proc. of IEE, 107, B, 321, 1960.
 17. Munro G. H., Webster H. C. a. Higgs A. I. Simultaneous observat
- atmospherics with cathode rau direction-finders at Toowoomba and (ra. Australian Radio Research Board, No. 8, 1935.
- 18. Pierce E. T. The development of lightning discharges. Quart. Journ. Ro
- Soc., 81, 229, 1955.
 19. Ho r n e r F. The celationship between atmospheric radionoise and lightni nomena. Journ. Atmos. a. Terr. Phys., 13, 140, 1958.
 20. Malan D. I. Radiation from lightning discharges and its relation to the second second
- charge precess. Recent advances in atmospheric Electrity. Pergamon London, 1958, р. 557. 21. Имянитов И. М., Старовойтов А. Т. Некоторые вопросы
- электрического заряжения тел в потоках.— Ж.Т.Ф., 1962, № 32, 75 22. Имянитов И. М. Приборы и методы для изучения электричества сферы. М., Гостехиздат, 1957.
- 23. Brunt A. a. Macceras D. A study of thunderstorms in Southeast (land Australian. Meteorol. Magazino (Melbourne), No. 34, vol. 15, 19

В. Е. ҚАРПУШ/

УНИФИЦИРОВАННЫЙ ДАТЧИК АТМОСФЕРНОГО ДАВЛЕНИЯ (УДД)

анее уже были изложены результаты разработок компенсаного датчика атмосферного давления, выполненных в Главсеофизической обсерватории им. А. И. Воейкова [1]. В про-

дальнейших работ оказалось целесообразным внести в рукцию указанного датчика ряд изменений и обеспечить возость его использования в качестве автономного барометра. зультате были также улучшены эксплуатационные и техние характеристики прибора и обеспечена возможность исования нормализованных узлов и элементов, выпускающихся но. Например, в разработанной конструкции применены слеие серийные изделия: редуктор, усилитель (УРП-59), счетдр. Кроме того, в несколько раз уменьшены вес и габариты ка, упрощена конструкция опор весовой системы, применена тсчетная система преобразования угла в сопротивление. Вненекоторые другие усовершенствования.

ифицированный датчик давления (УДД) предназначен для ения атмосферного давления и преобразования изменения ния в пропорциональное изменение электрического сопротив-, значение которого измеряется и кодируется блоком автои для последующей выдачи этой информации в линию свярулонный телеграфный аппарат и т. д. Для обеспечения жности использовать УДД в качестве автономного прибора, ке для контроля результатов измерения прибор имеет циф-

шкалу (шестиразрядный механический счетчик) для визуо отсчета результатов измерения с дискретностью до 0,01 мб номные блоки питания в двух вариантах.

тчик обеспечивает измерение атмосферного давления от 580 0 мб при диапазоне измерения 130 мб.

эснову разработанной конструкции прибора положена завиъ усилия, развиваемого вакуумированным сильфоном, от ия действующего на него атмосферного давления, с послем измерением этого усилия автоматическим силокомпенсаим устройством [1].

икциональная схема прибора приведена на рис. 1.

ачестве устройства сравнения действующих усилий примезавноплечий рычаг 3 на упругой опоре 9, к одному из плеч го через упругую тягу 10 приложено усилие, развиваемое



Рис. 1. Функциональная схема УДД.



Рис. 2. Кинематическая схема УДД.

1 — ручной привод, 2 — счетчик, 3 — редуктор, 4 — электродвигатель, 5 — хс виет компенсационного груза, 5 — компенсационный груз, 7— измерительный гру упругий подвес, 9 — сильфон, 10 — направляющая каретки измерительного 11 — ходовой винт измерительного груза, 12 — потенциометр грубого отсчета, потенциометр точного отсчета.

сильфоном 11, а момент компенсации создается суммарным двух грузов: компенсационного 4, начальное положение кс устанавливается винтом 7, и измерительного 5.

Атмосферное давление *P*, воздействуя на сильфон, рас усилие *F*_a. К жесткому центру сильфона приложено против цее усилие $F_{\rm K}$, созданное грузами 4 и 5, равное усилик $_{\oplus}$ при выбранном некотором значении атмосферного давления Три отклонении атмосферного давления от P_0 возникает уси ΔF , которое и подлежит дальнейшему измерению.

силие ΔF , развиваемое сильфоном, вызывает перемещение кого центра сильфона и, так как с жестким центром соедикоромысло весового устройства, оно отклоняется на некотоугол и перемещает сердечник 2 нульиндикатора 1, что вызы-



Рис. 3. Внешний вид УДД с двумя вариантами блока питания.

появление напряжения небаланса. Этот сигнал подается на му автоматической отработки, состоящую из усилителя 12, ителя 13 с редуктором 14 и ходового винта 8, перемещающего рительный груз 5 с помощью каретки 6.

аправление вращения двигателя определяется фазой сигнаобаланса и выбирается так, чтобы при перемещении измериого груза по коромыслу создавалось противодействующее ие, равное усилию сильфона Δ*PS*_{эф}.

момент их равенства положение груза определяет значение эяемого усилия. Это положение определяется по углу повоходового винта 8.

одовой винт через исполнительный редуктор 16 связан с поометрами грубого 17 и точного 19 отсчета, с которых и сния выходное напряжение, пропорциональное изменению атмоюго давления. С ходовым винтом кинематически связаны э механический счетчик 18, позволяющий визуально контроать результат измерения, и ручной привод 15.

инематическая схема УДД приведена на рис. 2. Конструкция ра разработана с учетом ранее выполненных работ [2].

і рис. З показан внешний вид прибора с двумя вариантами питания.

е конструктивные узлы датчика (рис. 4) — весовое устройредукторы, двигатель 22, потенциометры 20, усилитель 23 и т. д. — размещены на отлитом из алюминиевого сплава ос нии 6, обеспечивающем необходимую точность взаимного рас жения элементов измерительной схемы. Коромысло 9 вес устройства подвещено к основанию при помощи крестообр



Рис. 4. Внешний вид УДД со снятым кожухом. *а* — вид спереди, *б* — вид сзади.

упругой опоры, состоящей из вертикального 7 и двух горие ных 8 упругих стержней, изготовленных из сплава 42НХЛ

Коромысло представляет собой неравноплечий рычаг, н большого плеча которого закреплен сердечник 1 диффере ного индуктивного датчика 2 и демпфер 18, по нанравл




рого с помощью винта перемещается компенсационный груз 16 эжение компенсационного груза устанавливается в зависимо от пределов изменения атмосферного давления в месте уста и датчика и отсчитывается по шкале 15 и лимбу 17. Цена де я шкалы и лимба определяется при градуировке прибора на де-изготовителе и приводится в паспорте датчика.

Іалое плечо коромысла упругой тягой 10 соединено с ваку ованным сильфоном 11 из сплава 35НХТЮ, установленным ше корпуса и закрытым тепловым защитным экраном 12.

гол отклонения коромысла от положения равновесия ограни ется арретирующим устройством.

lexанизм перемещения измерительного груза содержит две на ляющие 5, ходовой винт 3 и каретку 4, связанную с ходовым ом плавающей гайкой. Точная установка каретки и выбор гов между шарикоподшипниками и направляющими осущест утся эксцентриковыми регуляторами. Ход каретки ограничива концевыми микровыключателями, размыкающими цепь питаобмотки возбуждения двигателя в случаях, когда значение сферного давления превысит пределы установленного на придиапазона измерения.

инематическая связь приводного редуктора 21 с ходовым вин эсуществляется через зубчатое колесо, закрепляемое зажимом зостовике ходового винта 3.

верхней части основания датчика установлен уровень 14, оторому при эксплуатации прибор с помощью винтов 19 выияется горизонтально, а на нижней плате закреплен платинотермометр сопротивления 13 для измерения температуры и внутри корпуса датчика при использовании его в компавтоматической метеостанции. Механизм датчика дави при эксплуатации закрыт легким кожухом из металла и орга.

ринципиальная электрическая схема УДД приведена на 5.

ифицированный датчик атмосферного давления может быть ьзован в трех вариантах:

в качестве датчика для работы в комплекте автоматических гидрометеостанций;

как автономный автоматический измеритель атмосферного давления (в комплекте с блоком питания № 1);

как автономный измеритель атмосферного давления с механической ручной компенсацией (в комплекте с блоком питания № 2).

зможность использования датчика в различного типа автоеских метеостанциях, входным параметром которых является гивление или отношение сопротивлений, обеспечивается измем схемы выходного преобразователя датчика как путем комии, так и заменой платы выходного преобразователя, на космонтированы элементы схемы.

именение системы грубого и точного отсчета позволяет прак-

ически исключить погрешности измерительного устройства б втоматики в окончательном результате измерения.

Унифицированный датчик давления для использования н честве автономного барометра должен комплектоваться одни зариантов блока питания.¹

Блок питания № 1 (рис. 6) обеспечивает работу УДД в ре:



Рис. 6. Принципиальная электрическая схема блока питания №

№ контакта	Цепь	№ контакта	Цепь
1	—27 B	3	~36 B, 400 Гц
2	+27 B	4	∼36 В, 400 Гц

автоматической компенсации, т. е. обеспечивает соответствук напряжениями питание усилителя, двигателя и дифферен ного нульиндикатора.

При использовании УДД в этом варианте единственной цией наблюдателя является снятие отсчета по счетчику посл как система установится в равновесное положение.

Блок питания № 2 (рис. 7) обеспечивает питание толькс индикатора, что необходимо для определения равновесия си компенсация же осуществляется вручную с использованием амперметра в качестве визуального индикатора положения весия.

¹ Схемы блоков питания разработаны Т. И. Ушаковой.

последнем варианте использования прибор значительно цается, так как он может не содержать двигатель, усилитель, кторы с потенциометрами, значительно упрощается в этом не и блок. Следует отметить, что в этом случае питание осузляется от автономного источника (двух батареек типа).



Рис. 7. Принципиальная электрическая схема блока питания № 2.

№ контакта	Цепь
1	15 В, 400 Гц
2	Измерение
3	15 В, 400 Гц

оведенные испытания показали, что динамические характеи УДД практически не отличаются от рассмотренных в ра-1], а случайная погрешность прибора (Зσ) не превышает мб. Введение двухотсчетной системы уменьшило погрешпреобразования до нескольких сотых долей миллибара, порезультирующая погрешность измерения в комплекте автоской метеостанции определяется в основном погрешностью

и использовании УДД в качестве автономного прибора слупогрешность также находится в указанных выше пределах. Как датчик автоматической метеостанции КРАМС прибор ви жал государственные испытания и в настоящее время выпуск серийно.

В заключение приведем следующие дополнительные (к ј указанным) технические характеристики прибора:

Температурный коэффициент не более 0,05 мб/°С

Вариация показаний не более 0,05 мб

Напряжение питания и потребляемая мощность при ис зовании УДД в качестве автономного барометра

а) с ручным уравновешиванием — 9 В, 0,1 Вт

б) с автоматическим уравновешиванием 220/127 В, 25 Вт Габариты и вес

а) датчика 508×176×215, 8 кг

б) блока питания № 1 140×140×125, 2,5 кг

в) блока питания № 2 256×202×162, 7 кг

Рабочий диапазон температур 5-40°С.

Прибор может транспортироваться в упаковке любым і транспорта.

При вводе прибора в эксплуатацию для установки начал значения атмосферного давления требуется контрольный метр.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карпуша В. Е. Компенсационный датчик атмосферного давления. ГГО, вып. 216.

2. Стернзат М. С., Карпуша В. Е. Компенсационный измеритель да Авт. свидетельство № 159 316.

Б. Л. КОЖЕВНИКОВ, Е. В. РОМАНОВ, Л. Р. СТРУЗЕР

ПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКИХ ИНТЕГРАТОРОВ В ШИРОКОМ СПЕКТРЕ ЧАСТОТ ВХОДНОГО СИГНАЛА

прикладной метеорологии значительное распространение поодин из химотронных преобразователей — водородный интегтипа X603 производства Ленинградского электромеханиче-

завода. Интегрирующие свойства этого прибора основаны рвом законе Фарадея, согласно которому количество вещестореагировавшего на электродах, пропорционально прошедшерез раствор электролита количеству электричества.

ектролитическая ячейка интегратора (рис. 1) представляет пористую пластину 4, пропитанную раствором серной кислоа обеих сторонах пластины размещены сетчатые электроды

с платиновой чернью. Пластина делит герметичный корпус и 5 на две половины, каждая из которых соединена с конкольцевой капиллярной трубки 2, заполненной газообразным одом. В трубке имеется столбик жидкости 3, разделяющий ее э части [1].

и пропускании тока на одном из электродов идет поглощеодорода, а на другом — выделение, т. е. происходит перерасление количества газа между двумя частями устройства. кающий при этом перепад давлений смещает положение аторного столбика. Величина смещения пропорциональна еству электричества, прощедшему через ячейку. В конструкнтегратора введено также служащее для термокомпенсации гивление *R1* величиной около 28 Ом.

исанные интеграторы используются сейчас для определения радиации за длительные промежутки времени [2]. В связи очастотным характером сигналов, поступающих с преобразои радиационных приборов, отсутствовала необходимость вы-, частотные характеристики водородных интеграторов, однако заманчивая перспектива использования этих простых и наих устройств в пульсациониой аппаратуре при сравнительно сих временных интервалах (минуты) потребовала подробзучения свойств и возможностей этих кулонометров.

этой целью был поставлен ряд экспериментов. Перед начасспериментов выбранные водородные интеграторы типа X603 дскими номерами 504, 507, 513 производства ЛЭМЗ были ены на соответствие паспортным данным по рекомендовантодике [3]. Экспериментально определенная на постоянном токе и в 1 се низких частот (десятки, сотни герц) вольт-амперная хар ристика представлена на рис. 2. Токостабилизирующий гор тальный участок, характерный для химотронных ячеек, обусло ный предельными токами диффузии ионов [4], проявляется токах 22—24 мА. Такая протяженность линейного участка х теристики открывает принципиальную возможность кратковр ного использования водородных интеграторов типа X603 при т значительно превышающих максимальное паспортное зна (3 мА).

Для проверки подобной возможности нами был проведен перимент по определению величины емкости учета S ста де. шкалы. Пропускаемый через интегратор постоянный ток изм



Рис. 1. Устройство интегратора типа X603.

Рис. 2. Вольт-амперная хар ристика интегратора.

ся прибором M82 (класс 0,2), а время — спортивным секундо Время для каждого значения тока подбиралось таким об чтобы указатель проходил примерно сто делений шкалы. Ре: ты измерений следующие:

0,51,0 1,5 2,53.0 4.0 6.0 8 *I* мА $S \frac{MKA \cdot r}{100 \text{ дел.}}$ 43.0 43,2 42,9 42,8 43.242,7 42.9 43

Как видно, величина емкости учета S ста делений шкаль случайный разброс не более, чем на допустимую величину и ности, что свидетельствует о сохранении основной погре прибора при работе в форсированном режиме. При токах, шающих 8 мА, измерения не производились из-за значи ошибок определения малых временны́х интервалов.

Вторым был поставлен эксперимент по снятию вольт-а характеристики водородного интегратора в широком ди частот. Через интегратор пропускался переменный ток (бе янной составляющей) от источника напряжения (звуковой тор) через последовательно включенное сопротивление ве э 3 кОм. Фаза источника напряжения принималась за фазу проходящего через кулонометр, что допустимо, так как соивление интегратора (30 Ом) много меньше добавочного соивления (3 кОм). Для отсчета величин напряжения, тока ности фаз использовался двухлучевой осциллограф. Амплитока в кулонометре варьировалась от 1 до 20 мА, а частота — Гц до 200 кГц.



Рис. 3. Эквивалентная схема интегратора.

ятая частотная характеристика показала, что на низких ах (десятки и сотни герц) кулонометр ведет себя как чисто юе сопротивление с величиной, определяемой вольт-амперэрактеристикой на постоянном токе (рис. 2), а с приближес частоте 10 кГц между током в интеграторе и напряжением зажимах появляется заметный фазовый сдвиг, обусловлен-

дуктивным характером цепи интегратора.

результатам этого эксперимента нами построена приближенектрическая эквивалентная схема интегратора в виде послельно включенных индуктивности $L_{\pi}=0.2$ мГ и сопротивлевеличиной 30 Ом (рис. 3), большая доля которых определя-

амотанным на катушку термокомпенсационным сопротивле-[1.

иетим, что средний ток, протекающий через интегратор, не г от величины индуктивности L_и, если

$$\frac{L_{\rm H}}{R_{\rm A}+R_{\rm H}} \ll T_{\rm H},\tag{1}$$

 $i = \frac{\overline{u}_{BX}}{R_{a} + R_{\mu}}$. Здесь T_{μ} — интервал осреднения, R_{μ} — сопроке, включенное последовательно с интегратором и источниодного напряжения u_{BX} . Это соотношение получается при нии дифференциального уравнения для цепи, изображенной 3, имеющего вид

$$\frac{L_{\mathrm{H}}}{R_{\mathrm{A}} + R_{\mathrm{H}}} \cdot \frac{di}{dt} + i = \frac{u_{\mathrm{BX}}}{R_{\mathrm{A}} + R_{\mathrm{H}}}.$$
 (2)

здняя (2) на интервале T_и, получим:

$$\frac{L_{\mu}}{(R_{\mu}+R_{\mu})\cdot T_{\mu}}(i_{T}-i_{0})+\overline{i}=\frac{\overline{u}_{Bx}}{R_{\mu}+R_{\mu}},$$
(3)

r — значения тока в цепи в начале и конце интервала.

Поскольку разность $i_T - i_0$ ограничена, при выполнении ус. (1) можем пренебречь первым членом в (3), в результате чег $\overline{u}_{\rm BY}$ лучим $\overline{i} = \overline{R_{\pi}+R_{\mu}}$

Активный характер проводимости кулонометра на низких тотах (десятки и сотни герц), а также независимость сре тока, протекающего через прибор, от величины индуктивност позволяют высказать предположение о возможности интегрир быстроменяющийся входной сигнал (ток, напряжение), п в практически неограниченном спектре, если соблюдается вие (1).

Это предположение было подтверждено результатами сл ших экспериментов.

В первом эксперименте через интегратор пропускались п угольные импульсы тока длительностью 10 мкс с частотой 1 от генератора прямоугольных импульсов. Среднее значение Icn варьировалось от опыта к опыту (при амплитуде Ia, не 1 шающей 22 мА) и контролировалось магнитоэлектрич микроамперметром М82 высокого класса точности (0,2). проводилось интегрирование постоянного тока, имеющего в ну, равную среднему значению импульсного тока. Разница п ний интегратора Δl в первом и втором случаях при одина временных интервалах примерно для ста делений шкалы не более чем ± 0.5 дел.

И _а мА.		1,2	5,5	8,0	15, 0	22,0
Іср мА	•	0,15	0,6	1,0	2,0	2,8
∆1 дел		0,0	-0,5	0,1	+0,3	+0,2

В другом эксперименте интегрировался постоянный ток, торый был наложен переменный синусоидальный, варьи в полосе частот 20 Гц-200 кГц. Емкость учета ста делений при этом отклонялась от паспортного значения не бол на $\pm 2\%$.

Таким образом, результаты этих двух экспериментов под дают предположение о способности водородных интегратор(Х603 интегрировать ток (напряжение) в практически неого: ном спектре частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гуртман С. Б. Высокочувствительный водородный интегратор.---

- и системы управления, 1968, № 5. 2. Ястребова Т. К. Методические указания гидрометеорологическ циям. - В кн.: «Измерение суточных сумм солнечной радиации
- литическим интегратором. М., Гидрометеоиздат, 1968. 3. Клеванцова В. А. Инструкция по поверке электролитического тора типа X603. М., Гидрометеоиздат, 1968.
- 4. Фиш М. Л. Химотронные приборы в автоматике. Киев, Изд. «Техни

Р. А. КРУГЛОВ, Е. В. МИДРУЕВ

) РЕЗУЛЬТАТАХ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ІАЗЕМНЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ СТАНЦИЙ ПОГОДЫ ПО ОПРЕДЕЛЕНИЮ ВЫСОТЫ НИЖНЕЙ ГРАНИЦЫ ОБЛАКОВ

процессе инструментальных измерений высоты нижней граоблаков (ВНГО) светолокационным или триангуляционным ом оператор получает информацию о распределении по вынтенсивности смеси эхо-сигналов и шумов за некоторый прогок времени. При светолокационном методе измерения эта мация отображается на экране электроннолучевой трубки. риангуляционном методе информация фиксируется на ленте исца. В этом случае происходит обеднение информации за ютерь в процессе преобразования ее к виду, удобному для 1. Для восполнения потерь информации триангуляционные ры работают в непрерывном режиме. В обоих случаях задача ределению конкретного значения измеренного параметра тся оператором. Увеличение дистанционности действия и авизация процесса измерения преследуют цель исключить учаператора как в самом процессе измерения, так и в анализе иной информации. Успешное решение этой задачи сонря-: рядом трудностей технического и методического характеров. удности в значительной степени определяются сложностью уры и многообразием форм измеряемого параметра, а также ностями используемых методов, связанными с необходи-) выделять слабые световые сигналы от облаков на ярком ом фоне и на фоне помех от засветки фотоприемника «местсигналами, возникающими при рассеянии света в ближней тателю зоне.

тому к аппаратуре, используемой в качестве датчика ВНГО матических станциях погоды, предъявляются принципиально требования и необходимы новые критерии для оценки каполучаемой информации. Основными из этих требований ся:

Іолучение результата измерения в виде конкретного значения емого параметра и преобразование его к виду, удобному для и в канал связи.

пособность выделять сигналы от облаков на фоне «местигналов.

озможно меньшая инерционность, практически исключаюэмальные ошибки измерения, возникающие за счет осреднения результатов измерения при разорванной многослойной он ности.

4. Фиксация результатов измерений только при достаточно личине отношения сигнал/помеха независимо от уровня сиг что обеспечивает наименьшие потери информации и надежнуї щиту от ложных срабатываний при наличии шумов от зас фотокатода дневным светом.

5. Выделение случаев отсутствия сигналов от облаков, о чающее последующий анализ результатов измерений.

Выполнение этих основных требований позволяет сущест: уменьшить вероятность появления аномальных ошибок измеј и обеспечить необходимую степень достоверности резуль измерений.

Таким образом, представляется целесообразным обеспеч выдачу данных в виде дискретных во времени значений изм мого параметра, а дальнейший анализ и обработку данных ложить на вычислительное устройство автоматической ста При этом программа работы датчика и алгоритм обработки ченных данных должны преследовать цель получения наи достоверной величины среднего значения ВНГО и величины ятного отклонения от среднего.

Возможны и другие варианты обработки информации. Н мер, когда вычислительное устройство получает от датчика и мацию в полном объеме, т. е. в виде распределения смеси эх налов и шума по высоте, или (другой крайний случай) когда лиз и обработка информации производятся датчиком. В п случае требуется существенное расширение пропускной са ности канала связи и поэтому такой вариант не представа оптимальным, во всяком случае, при использовании проводна нии связи. Во втором случае требуется значительное услож датчика при неполном использовании возможностей вычисл ного устройства станции.

Поскольку основным и наиболее строгим потребителем и мации о ВНГО является авиация, возникает задача вырабат информацию о ВНГО, наиболее полно отвечающую потребн обеспечения взлета и посадки летательных аппаратов.

Экипажи самолетов (вертолетов) BBC за высоту нижне ницы облаков принимают ту минимальную высоту над п ностью земли, на которой из-за скопления продуктов конден водяного пара теряется видимость естественного горизонта пажи определяют ВНГО методом горизонтального зондирс в то время как датчики ВНГО определяют этот параметр зультатам вертикального зондирования (над местом установн чика).

Отсюда возникают вопросы, в каком соотношении нах результаты определения ВНГО экипажами самолетов (вертс и датчиками автоматических станций и как добиться макси возможного соответствия результатов измерения, полученны мощью датчиков, результатам измерения ВНГО экипажами. [з-за отсутствия необходимых технических средств вопросы ктуры такого важного в авиационной метеорологии параметра, зысота нижней границы облаков, так же как вопросы точности измерения с помощью автоматических станций, еще недостао изучены. В этой работе сделана попытка получить некоторые е сведения по этим вопросам на основе анализа информации



1. Ход изменения высоты облаков по данным измерений двумя датчиками (1 и 2) и экипажем самолета (3) 19 марта 1970 г.

О, полученной от автоматической метеорологической стан-РАМС, разработанной в ГГО. В качестве датчиков ВНГО зовались светолокационные измерители ИВО с разработан-ГГО специальной приставкой, в схему которой внесены уста, обеспечивающие возможность измерений при наличии , а также шумов от засветки фотокатода солнечным светом. атчики ВНГО, наиболее полно отвечающие перечисленным требованиям, были включены в состав автоматической стангоды.

Оценка точности измерений ВНГО производилась двумя и дами:

 методом сравнения результатов измерений ВНГО датчи с результатами синхронных измерений ВНГО экипажем самс при пролете над местом установки датчиков;

2) методом спаренных синхронных измерений ВНГО двумя чиками.

В обоих случаях производились синхронные измерения д автоматическими датчиками ВНГО, установленными на мини ном расстоянии, исключающем их взаимное влияние.

При оценке точности измерения по первому методу эк самолета, летавшего по замкнутому маршруту на уровне ни границы облаков, производил измерение ВНГО при пролете местом установки датчиков.

Высота полета определялась по специально протарирован барометрическому высотомеру ВД-10.

Временной график высоты нижней границы облаков предлен на рис. 1.

Оценка точности измерения ВНГО по второму методу сос ь следующем.

Измерения производились по командам центрального ус ства (ЦУ) через интервалы времени 5, 10 и 30 мин. с округл результатов каждого измерения (в режиме нормальной р станции), а также по специальной тест-программе с интер около одной минуты без округления результатов измерени: зультаты измерений печатались на ленте рулонного телегра аппарата в десятках метров (с округлением) или в метраз округления). Вид одного из участков такой ленты показ рис. 2, где третья и четвертая колонки — данные первого и в датчиков соответственно.

По результатам синхронных измерений определялись ра ΔH_i между данными первого и второго датчиков, затем опр лось значение систематической разницы как среднее из все в данной реализации, т. е.

$$\Delta \overline{H} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \Delta H_i}{n},$$

где *n* — число пар синхронных измерений.

10.5

Значение $\Delta \overline{H}$, рассматриваемое как систематическая о обусловленная, например, неточностью тарировки датчиков, чается, т. е. рассчитываются величины $\delta H_i = \Delta H_i - \Delta \overline{H}$, по кс вычисляется среднее квадратическое отклонение разности

$$\sigma_{p} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} \delta H_{i}^{2}}{n-1}}.$$

antig s	10000	00692	00708	10062	00689
11	10000	00719	00744	10062	00649
1425	10000	00732	00762	10060	01379
	10000	00712	00724	10061	01553
	10000	00714	00719	10062	00645
	10000	00714	00727	10062	00647
	10000	00673	00682	10062	00645
	10000	00666	00682	10062	00644
•	10000	00680	00702	10062	00642
•	10000	00676	00694	10062	00653
	10000	00723	00737	10060	06276
	10000	00702	00717	10060	06276
	10000	00707	00727	10060	01574
	10000	00782	00809	10062	00651
	10000	00811	00804	10061	06276
5. B	10000	00806	00837	10062	00862
ъ.) ,	10000	00831	00849	10060	06276
. *	10000	00785	00813	10061	01574
•	10000	00785	00808	16061	01574
	10000	00808	00833	10064	00165
	10000	00770	00792	10064	00165

Рис. 2. Участок ленты телетайпа с результатами измерений по тест-программе.

лагая, что точность измерения обоих датчиков одинаковая, ни имеют одинаковую среднюю квадратическую погрешность исущую данному типу измерителей¹, имеем основание напи-

$$\sigma_{a} = \frac{\sigma_{p}}{\sqrt{2}}.$$

изложенной методике были определены величины σ_{π} для ных типов облаков в диапазоне высот от 100 до 1000—1100 м. было подвергнуто обработке более 2000 пар синхронных ний. Вычисленные для каждой реализации величины σ_{π} наи на график (рис. 3). Черные точки относятся к реализациям, женным на рис. 4. Из рис. 3 видно, что средние квадратипогрешности измерения ВНГО подвержены заметным колел. Эти колебания должны быть отнесены главным образом различной структуры измеряемого параметра (рис. 4). Осо-

тедует иметь в виду, что од характеризует суммарную погрешность, в частности, погрешность передачи выходной величины датчика по вязи и погрешность, вносимую при обработке этой величины в вычислиустройстве.

5енно велики эти колебания на высотах от 150 до 250 м, что м объяснить большим числом случаев измерений высоты нижней ницы разорванных облаков. При высоте нижней границы обл 500 м и выше относительный разброс полученных значений ней квадратической погрешности измерения становится зам меньше, что вызвано преобладанием на этих высотах плотно лачности с более четко выраженной и ровной нижней гран



Рис. 3. График средних квадратических погрешностей результатов и ния различных типов облаков.

Линия 2, проходящая вблизи минимальных значенй $\sigma_{\rm d}$, 1 характеризовать погрешности измерения высоты нижней гр достаточно плотных ровных облаков. Как видно из рис. 3, м мальная погрешность измерения высоты нижней границы пл облаков, оцениваемая как $3\sigma_{\rm d}$, изменяется от 10 м при H=до 30 м при H=1000 м, что вполне соответствует предъявля требованиям к точности измерения ВНГО.

Линия 1, делящая точки на два примерно равных ма может приближенно рассматриваться как график математич эжидания величины σ_{π} . Согласно этому графику, значение 3 меняется от 15 м при H=100 м до 55—57 м при H=1000также находится в пределах допустимых требований.

Конечно, такая оценка, проведенная для условий одного п фического района, для одной (холодной) половины года по датчикам при некоторых упрощающих допущениях, не считаться полной и законченной и выводы носят приближ характер.

Для уточнения погрешностей измерения ВНГО с помощы матических станций привлечены данные синхронных изм экипажем самолета (рис. 1).

Обработке и анализу подвергался только начальный у полета (до 35 мин.), когда по обоим методам измерялась нижней границы первого (нижнего) слоя облаков. С появ разрывов (окон) в нижнем слое облаков датчики временам ряли высоту нижней границы второго слоя облаков, а экипах лета на протяжении всего полета измерял высоту нижней г первого слоя, что хорошо видно из рис. 1.



Рис. 4. Результаты измерений *1* — первый датчик,

	Дата	Время ч, мин	Н _{срм}	σ ₁ Μ	σ ₂ Μ	σдм
a	19 11	12 00 - 12 30	1000	29,3	37,6	11,5
б	24 111	12 10 - 12 40	745	49,6	51,4	8,7
в	19 III	$12\ 00\ -\ 12\ 30$	450	98,0	98,0	20,0
г	19 111	10 00 - 10 32	330	16,0	17,5	7,4

т обработке получены следующие результаты. Среднее зна-ЗНГО, по данным экипажа самолета, $H_{\rm cam}$ =357 м. По сравс данными экипажа самолета результаты по первому датсреднем занижены на 2,7 м, а по второму завышены на 6,5 м. е квадратические отклонения измеренной датчиками ВНГО



высоты облаков по тест-программам. 2 — второй датчик;

-		Дата	Время ч, мин	^н ср ^м	σ ₁ Μ	σ ₂ Μ	^σ д м
-	0	24 II1	11 08 - 11 39	820	55,0	51,0	14.0
	e	3 II1	12 10 12 40	490	52,0	45,0	10,3
	ж	11 IV	12 10 12 40	380	19,0	25,4	8,2
	з	19 III	08 20 - 08 51	303	11,0	10.0	7,0
	u	24 XI	12 00 - 12 23	235	8,4	7,5	3,0

от высоты, измеренной экипажами самолета, составили $\sigma_1 =$ и $\sigma_2 = 18$ м. При этом среднее квадратическое значение ра в показаниях датчиков $\sigma_p = 10,6$ м. На рис. 4 изображены некоторые результаты ежеминути мерения ВНГО по тест-программам и приведены вычислени

ого датчика значения среднего квадратического отклонения втата отдельного измерения (σ_1 и σ_2) от средней величины за и. Значение σ_{π} за этот же период вычислено описанным выше ком. Анализ графиков и результаты обработки позволяют сдеследующие выводы:

Случайные отклонения между показаниями датчиков, харакуемые величиной σ_{π} , всегда меньше, а в большинстве случаев твенно меньше отклонения показаний любого из датчиков ительно величины ВНГО, осредненной за 30 мин (σ_1 и σ_2).

Основную долю σ_1 и σ_2 составляют действительные колеба-ЗНГО. При этом величина σ_{π} возрастает с увеличением диси (σ_1 и σ_2) измеряемого параметра.

Результаты измерений ВНГО экипажем самолета хорошо суются со средними (сглаженными) значениями результатов ения датчиками.

Незначительные расхождения между величинами σ₁ и σ₂ ерждают обоснованность сделанного ранее допущения об ковой погрешности датчиков.

Точность измерения ВНГО автоматическими станциями не нет точности измерения серийными автономными измерите-(регистраторами).

Отдельные измерения ВНГО не являются репрезентативными беспечения авиации. Необходимо изыскать алгоритмы, по ко-

должны обрабатываться результаты ряда последовательных эний с целью получения необходимого объема информации О.

ЛИТЕРАТУРА

арин В. С. О закономерности колебаний высоты нижней границы облаов.— Метеорология и гидрология, 1967, № 6.

глов Р. А. Об одном способе объективной оценки достоверности рельтатов инструментальных измерений высоты нижней границы облаков. руды ГГО, 1971, вып. 259.

Л. М. ПЕРСИИ, С. М. П.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

При проектировании многоканальных измерительных и анализе их эффективности особый интерес представляе статистических характеристик измеряемых процессов и пара измерительных каналов (например, параметров ключей кон тора). Это связано прежде всего с тем, что погрешности канальных измерений, как правило, определяются влияни только подключенного канала, но и не опрашиваемых ке т. е. суммой большого числа составляющих; учет их статисти характеристик позволяет рационально оценить точность си

Кроме того, это вызвано тем, что при многоканальных и ниях интересующая нас характеристика системы (погрег количество получаемой информации, затрата времени на ци мерений и т. д.) может существенно зависеть от последо ности опроса каждого из каналов и от последовательности датчиков внутри периода даже при циклическом опросе вс чиков с одинаковым периодом, а также от конструктивного 1 деления датчиков по измерительным каналам (даже иденти Например, если используются результаты измерений прира от напряжения предыдущего канала, за счет выбора пос. тельности опроса, учитывающей статистические характерист меряемых напряжений, можно уменьшить затрату времени н всех каналов. Это же относится к общему количеству инфор получаемому при коррелированных измеряемых напряжения мер влияния конструктивного распределения датчиков по лам на погрешность измерения рассматривается ниже. быть указан еще ряд задач, где учет статистических характ сигналов и параметров каналов непосредственно влияет на тирование системы.

В настоящей статье рассматриваются статистические х ристики погрешности измерительных коммутаторов напри

Простейшие структурные схемы одноступенчатых комму с отключением каналов и шунтированием каналов привед рис. 1а и 2. На рис. 16 приведена эквивалентная схема ко тора по рис. 1а при подключенном первом датчике. В этих $\mathcal{I}_1 - \mathcal{I}_n - датчики измеряемых величин, <math>K_1 - K_n - измери$ ключи, PII - распределитель, ИП - измерительный преоб $тель, <math>U_i$ и r_i - выходные напряжение и сопротивление













сатчика, $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление ИП, $R_{\pi p}$, U_o , $R_{o \delta p}$, I_o — с залетные параметры бесконтактных ключей ($R_{\pi p}$ и U_o — сопро тение и остаточное напряжение ключа в открытом состоянии, I_o — сопротивление и остаточный ток ключа в запертом сос нии), $U_{o \ \text{вх}}$ и $I_{o \ \text{вх}}$ — эквивалентные напряжение и ток дрейфа

Из эквивалентных схем коммутаторов видно, что погрешн зносимая коммутатором при подключении одного из датчи определяется не только параметрами ключа в опрашиваемом нале, но и параметрами остальных ключей (в невыбранных в лах). Не останавливаясь на выводе, приведем упрощенные в жения для выходного напряжения рассматриваемых комму ров при подключении *i*-того канала [3, 5].

Для коммутатора на рис. 1а

$$U_{\text{bmx }i} \approx U_i + U_{\text{o} i} + (r_i + R_{\text{np} i}) \quad (I_1 + I_2),$$

где

$$I_1 = \sum_{j \neq i}^n I_{0j}, \quad I_2 = -U_i g_{BX} + I_3,$$

$$I_{3} = \sum_{j \neq i}^{n} (U_{j} - U_{i}) g_{\text{obp } j}, \quad g_{\text{obp } j} = \frac{1}{R_{\text{obp } j}}, \quad g_{\text{bx}} = \frac{1}{R_{\text{bx}}}.$$

Для коммутатора на рис. 2.

$$U_{\text{bbix }i} \approx -\left(\frac{1}{R_{\text{bx}}} + \frac{1}{R_i + R_{\mathfrak{p}i}} + \sum_{j \neq i}^n \frac{1}{R_j}\right)^{-1} \times \\ \times \left[U_i \frac{R_{\text{obp }i}}{R_{\text{obp }i} + r_i + r'_i} \cdot \frac{1}{R_i + R_{\mathfrak{p}i}} + I_{\text{o}i} \cdot \frac{R_{\mathfrak{p}i}}{R_i + R_{\mathfrak{p}i}} + \right. \\ \left. + \sum_{j \neq i}^n \left(U_{\text{o} j} + U_j \frac{R_{\text{mp} j}}{r_j + r'_j}\right) \cdot \frac{1}{R_j}\right],$$

где –

$$R_{\mathfrak{s}_{i}} = \frac{\left(r_{i} + r_{i}^{'}\right)R_{\mathfrak{o}\mathfrak{o}\mathfrak{p}_{i}}}{r_{i} + r_{i}^{'} + R_{\mathfrak{o}\mathfrak{o}\mathfrak{p}_{i}}}$$

При выводе (1) принято, что $(r_i + R_{\text{пр}} i)$ $(g_{\text{вх}} + \sum_{j \neq i} g_{0.6\text{р}} j)$ меньше единицы (что, как правило, справедливо для т коммутаторов), $U_{0 \text{ вх}} = I_{0 \text{ вх}} = 0$. В (2) принято, что $R_{\text{пр}} j \ll$ и $R_{\text{пр}} j \ll R_j$.

 \dot{U}_3 выражений (1) и (2) видно, что погрешность комму по характеру зависимости ее от измеряемого напряжени может быть разбита на две составляющие: пропорциональн (характеризующую погрешность коэффициента передачи ком тора) и не зависящую от измеряемого напряжения U_i (по ность «нуля» коммутатора). 3 приведенных выражениях принято, что параметры ключей н ісят от коммутируемых напряжений; это не всегда справедлив эжде всего для R_{ofp} и I_o). Для схемы с шунтированием кана где погрешность мало зависит от I_o и R_{ofp} , этой зависимостьк но пренебречь, для схем с отключением каналов указанная за мость (имеющая место, например, при однополярном управле ключами и сигналах достаточно большого уровня) более су гвенна.

1з выражений (1) и (2) видно, что характеристики коммута в с отключением и шунтированием каналов различны. В пер случае погрешность, вносимая за счет неидеальности отключе каналов, в основном определяется параметрами ключей в за гом состоянии (суммируются остаточные токи и токи утечки з обратные сопротивления запертых ключей). Во втором слу важны параметры открытых ключей (суммируются остаточные уяжения U_0 и падения напряжения на сопротивлениях $R_{\rm пр}$ клю в запертых каналах). В соответствии с этим для схемы на la особенно важное значение имеет выходное сопротивления ика: за исключением погрешности от U_0 все составляющие ешности пропорциональны величине $(r_i + R_{\rm пр}i)$, что делает енно сложным коммутацию высокоомных датчиков.

Хема на рис. 2 может быть использована для коммутации дат в с большим (но стабильным) выходным сопротивлением. Сле также отметить, что с точки зрения компенсации погрешности ее коррекции схема с шунтированием имеет известные преиму ва перед схемой с отключением каналов. Количественная оцен азличных составляющих погрешности и сопоставление эффек ости различных типов коммутаторов для разных задач выхо за рамки данной работы, и здесь на этих вопросах останавли ся не будем.

ная максимальные (для определенных условий) значения па тров ключей, из (1) или (2) несложно оценить максимальнук ешность коммутатора. При этом погрешности от остаточных з и токов утечки в (1) или от остаточных напряжений U_0 ; цений напряжений на $R_{\rm ID}$; ключей запертых каналов в (2) воз ют пропорционально числу каналов. Однако подобный подз ряде случаев приводит к существенному завышению значеюгрешности. Это прежде всего имеет место при оценке погреши от I_0 в (1) или от U_0 в (2) и использовании компенсированслючей; здесь погрешность возрастает медленнее, чем n [1, 3]. е того, например, в (1) погрешность передачи от влияния и погрешность от токов утечек через R_{06D} ; разного знака тично компенсируются; при унификации возможного диапазоменения напряжений (например, $0-U_{\rm max}$) максимальные зна-

с суммарной погрешности $\pm U_{\max}(R_{\pi p \ i} + r_i) \sum_{\substack{j \neq i}}^{n} g_{05p \ j}$ имеют для малореальных случаев: $U_j = U_{\max}, U_i = 0$ либо $U_j = 0,$ J_{\max} для всех $j \neq i$. Очевидно, при анализе погрешности предяет интерес учет корреляции измеряемых напряжений. Более гого, как будет показано ниже для двуступенчатых коммутат такой учет позволяет повысить точность измерений.

При статистическом анализе погрешности коммутатора можны два подхода. При первом подходе параметры отдел ключей рассматриваются как реализации соответствующих сл ных величин (I_0 , U_0 , R_{ofp} , R_{mp} для ключей данного типа). В случае при нахождении математического ожидания и дисппогрешности коммутатора осреднение осуществляется по мно ву возможных реализаций. Статистические характеристики не рых ключей на контактных и бесконтактных элементах рассм ны в ряде работ.

При втором подходе в качестве случайных величин рассм ваются отклонения параметров каждого из ключей (при изме температуры, со временем) от их значений, принятых за номи ные. Подобный подход может представлять интерес для ком торов с компенсацией или коррекцией погрешности. В кач примера рассмотрим выражения для математического ожи и дисперсии составляющей погрешности от остаточных ток в выражении (1) и остаточных напряжений U₀ в (2).

Для второго подхода

$$\overline{I}_{1} = \sum_{j \neq i}^{n} \overline{I}_{o j},$$
$$D(I_{1}) = \overline{(I_{1} - \overline{I}_{1})^{2}} = \sum_{j \neq i}^{n} \sum_{k \neq i}^{n} R(I_{o j}, I_{o k}),$$

тде $R(I_{0j}, I_{0k})$ — корреляционный момент токов I_{0j} и I_{0l} дисперсия случайной величины, черта сверху означает мат ческое ожидание, которое также дается буквой M.

Для первого подхода из (3) и (4) можно записать:

$$\overline{I}_{1} = (n-1) \overline{I}_{0,9},$$

$$D(I_{1}) = (n-1) [1 + (n-2) \rho_{9}(I_{0})] D_{9}(I_{0}),$$

где I_{03} , $D_{03}(I_0)$ и $\rho_3(I_0)$ — математическое ожидание, дис и коэффициент корреляции остаточного тока используемы чей. Коэффициент $\rho_3(I_0)$ учитывает корреляцию токов I_0 данного типа при изменении температуры и во времени.

Корреляция изменения параметров ключей во времени ратуре исследована мало (в качестве примера можно ука: начальный дрейф после включения таких параметров, как R_{obp} транзисторных ключей, особенно на кремниевых триод в ряде случаев делает целесообразным режим непрерывно ты). В дальнейшем этим фактором будем пренебрегать.

Значения $\overline{I}_{0,2}$, $D_{2}(I_{p})$ и $\rho_{2}(I_{0})$ являются некоторыми экви ными параметрами, которые, очевидно, зависят не только ключа, но и от условий работы коммутатора, и в первую от температурного диапазона (и закона распределения т і в рабочем диапазоне); это неудобно. При работе коммутатора проком диапазоне температур целесообразно определять мате ческое ожидание и дисперсию погрешности в функции от тем туры (т. е. для условного распределения). При этом в (3') ') вместо $\overline{I}_{0,9}$ и $D_9(I_0)$ подставляются соответствующие значе параметров ключей \overline{I}_0 и $D(I_0)$ при данной температуре, а $\rho_9(I_0)$ эт быть принято равным нулю. Тогда $D(I_1) = (n-1)$ $D(I_0)$ югично при втором подходе $D(I_1) = \sum_{j \neq i}^n D(I_{0,j})$. По полученным ениям $\overline{I_1}$ и $D(I_1)$, являющимся известными функциями от ературы, при необходимости несложно найти осредненные хаеристики для всего диапазона температур.



Рис. 3.

1 рис. З (кривые 1 и 2) представлен характер зависимости еделения токов I_0 для ключей на одном транзисторе для двух ний температур: t_1 и t_2 ($t_2 > t_1$). Очевидно, с ростом темперасущественно увеличивается не только $\overline{I_0}$, но и $D(I_0)$.

гочки зрения уменьшения погрешностей от I_0 и U_0 существенинтерес представляют компенсированные ключи (например, на двух встречно включенных триодах). Для подобных клюв широком диапазоне температур $\overline{I_{0,9}}$ и $\rho_9(I_0)$ могут быть гы равными нулю; здесь от t зависит лишь дисперсия $D(I_0)$ 3, кривые 3 и 4). Очевидно, при использовании компенсирох ключей или при компенсации (во всем температурном диае) погрешности, определяемой током $\overline{I_1}$, среднее квадратиченачение погрешности от токов I_0 с ростом числа каналов возт не в (n-1), а в $\sqrt{n-1}$ раз (что при n=100 дает выигрыш аз). Это же относится к погрешности от U_0 в выражении (2). ически может быть эффективна компенсация погрешности для погрешности от I_0 в силу существенной нестабильности чных токов реальный выигрыш может быть получен лишь пользовании компенсацию напряжения не $(n-1) \cdot \overline{U_0}(t)$ (среднего для ключей данного типа), а напряжения (n-1).

 $imes \sum_{j=1}^{n} \overline{U}_{0,j}(t)$ (среднего по используемой серии из n ключей).

Проанализируем в (1) выражение для тока I_2 . Будем счичто нам известны математические ожидания и корреляционная рица $||R(U_j, U_k)||$ случайных величин $(U_1, ..., U_n)$. Примем сопротивления R_{obp} и R_{Bx} , рассматриваемые как случайные чины, не зависят от напряжений датчиков. Очевидно, по отнош к R_{obp} возможны два отмеченных выше подхода.

Для второго подхода можно записать:

$$\overline{I}_{2} = -\overline{U}_{i}\overline{g}_{BX} + \sum_{j \neq i}^{n} (\overline{U}_{j} - \overline{U}_{i})\overline{g}_{o6p j},$$

$$D(I_{2}) = \overline{\left\{-(U_{i}g_{BX} - \overline{U}_{i}\overline{g}_{BX}) + + \sum_{j \neq i}^{n} [(U_{j} - U_{i})g_{o6p j} - (\overline{U}_{j} - \overline{U}_{i})\overline{g}_{o6p j}]\right\}^{2}}.$$

Дисперсия $D(I_2)$ может быть представлена в виде суммы жений вида $(x_1z_1-x_1\overline{z_1})$ $(x_2z_2-x_2\overline{z_2})$, где случайные величи и x_2 не зависят от z_1 и z_2 , но (как и z_1 и z_2) коррелированы м собой. При указанных допущениях это выражение равно:

$$R(x_1, x_2) \cdot R(z_1, z_2) + R(x_1, x_2) \cdot \overline{z_1} \overline{z_2} + R(z_1, z_2) \cdot \overline{x_1} \overline{x_2}.$$

Окончательно для дисперсии тока I₂ получим

$$D(I_2) = D(U_i) \cdot D(g_{BX}) + D(U_i) \overline{g}_{BX}^2 + D(g_{BX}) \overline{U}_i^2 -$$

$$-2 \sum_{j \neq i}^{n} \{R(g_{BX}, g_{o6p}) \cdot [R(U_i, U_j) + \overline{U}_i \overline{U}_j - D(U_i) - \overline{U}_i^2] +$$

$$+ [R(U_i, U_j) - D(U_i)] \overline{g}_{BX} \cdot \overline{g}_{o6p}] +$$

$$+ \sum_{j \neq i}^{n} \sum_{k \neq i}^{n} \{[R(U_j, U_k) - R(U_i, U_j) - R(U_i, U_k) + D(U_i)] \times$$

$$\times [R(g_{o6p}, g_{o6p}) + \overline{g}_{o6p}] \cdot \overline{g}_{o6p}] + R(g_{o6p}, g_{o6p}) \times$$

$$\times (\overline{U}_j - \overline{U}_i) (\overline{U}_k - \overline{U}_i)\}.$$

Выражение (6) можно упростить, полагая $R(g_{BX}, g_{of}$ и $R(g_{ofp}, g_{ofp}, k) = 0$ при $j \neq k$ (корреляцию значений g_{ofp} п менении температуры будем учитывать, как об этом гово выше, через зависимости $\overline{g_{ofp}}_i$ и $D(g_{ofp}_j)$ от температуры). Іля первого подхода из (5) и (6) запишем:

$$\overline{I}_{2} = -\overline{U_{i}}\overline{g}_{BX} + \sum_{j\neq i}^{n} (\overline{U_{j}} - \overline{U_{i}})\overline{g}_{o6p}, \qquad (7)$$

$$D(I_{2}) = D(U_{i}) \cdot D(g_{BX}) + D(U_{i})\overline{g}_{BX}^{2} + D(g_{BX})\overline{U_{i}^{2}} - 2\overline{g}_{BX} \cdot \overline{g}_{o6p} \cdot \sum_{j\neq i}^{n} [R(U_{i}, U_{j}) - D(U_{i})] + \overline{g}_{o6p}^{2} \cdot \sum_{j\neq i}^{n} \sum_{k\neq i}^{n} [R(U_{j}, U_{k}) - R(U_{i}, U_{j}) - R(U_{i}, U_{k}) + D(U_{i})] + D(g_{o6p}) \cdot \sum_{j\neq i}^{n} [D(U_{j}) + D(U_{i}) - 2R(U_{i}, U_{j}) + (\overline{U_{j}} - \overline{U_{i}})^{2}], \qquad (8)$$

 $\vec{g}_{\text{вх}}, \vec{g}_{obp}, D(g_{\text{вх}})$ и $D(g_{obp})$ в общем случае зависят от темпера налогично могут быть записаны выражения для математиче о ожидания и дисперсии составляющей погрешности коммута с шунтированием каналов от влияния напряжений отключен каналов (для схемы на рис. 2 пропорциональной $\sum_{j \neq i}^{n} \frac{U_j R_{\pi p \, j}}{R_j (r_j + r_j)}$) ледует отметить, что в коммутаторах с отключением каналов погрешность от токов I_1 и I_2 пропорциональна r_i датчика, енсацию этой погрешности, если датчики не унифицированы ыходному сопротивлению, целесообразно осуществлять с пою источника тока, а не напряжения (в отличие от схем гнированием каналов). В практике может использоваться

энсация токов утечки на величину
$$\frac{n-1}{n} \cdot \sum_{j=1}^{n} \overline{U}_j \cdot \overline{g}_{odp}_j$$
 (или

 $\frac{1}{1-\sqrt{g_{obp}}} \cdot \sum_{j=1}^{n} \overline{U_j}$, что, однако, менее эффективно) и учет инфикации каналюв средней погрешности передачи в виде

$$\left(r+\frac{1}{n}\sum_{j=1}^{n}R_{\mathrm{np}\,j}\right)\left(\overline{g}_{\mathrm{BX}}+\frac{n-1}{n}\sum_{j=1}^{n}g_{\mathrm{obp}\,j}\right)$$

$$(r+\overline{R}_{np})[\overline{g}_{BX}+(n-1)\overline{g}_{obp}].$$

от учет может сводиться к выбору соответствующего номиого коэффициента передачи. Эффективность подобных мер, о, сравнительно невелика (в частности, из-за нестабильноараметра R_{ofp}). Известен ряд схемных способов уменьшения указанных погрешностей, связанных, однако, с усложнением мутатора [2, 3].

Выше рассматривались выражения для математического дания и дисперсии погрешности коммутатора, вызываемо ком I₂. Представляют интерес также характеристики усло распределения этой погрешности (при фиксированном нии U_i, а не осредненные по всем возможным значениям изм



Рис. 4.

мой величины). Если нам известна лишь корреляционная ца измеряемых напряжений, условная дисперсия тока I_2 быть определена при независимости измеряемого напряже напряжений других каналов. В этом случае при $R(g_{\rm HX}, g_{\rm OG})$

$$M(I_2/U_i) = -U_i \overline{g}_{BX} + \sum_{j \neq i}^n (\overline{U}_j - U_i) \overline{g}_{obp j},$$
$$D(I_2/U_i) = U_i^2 D(g_{BX}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n \sum_{k \neq i}^n [R(U_j, U_k) \cdot R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n R(g_{obp j}, g_{obp k}) + \sum_{j \neq i}^n$$

 $+ R(U_j, U_k) \overline{g}_{obp j} \cdot \overline{g}_{obp k} + R(g_{obp j}, g_{obp k}) (\overline{U}_j - U_i) (\overline{U}_k - U_i)$

При коммутации напряжений большого уровня и однс ном управлении приведенная выше эквивалентная схема и ние погрешностей менее точны, поскольку не учитывают мости параметров запертого ключа от коммутируемого на ния. Для этого случая в выражении (1) можно приближен нять:

$$I_3 = (r_i + R_{np\,i}) \cdot \sum_{j \neq i}^n f_j (U_j - U_i),$$

_i (U) — вольт-амперная характеристика *j*-того ключа в заперостоянии.

ная зависимости $f_i(U)$, несложно оценить максимальную шность подобного коммутатора. Для оценки условной диси $D(I_2/U_i)$ при независимых напряжениях датчиков нужно распределение этих напряжений.

зиведенные выражения позволяют связать погрешность комции со статистическими характеристиками ключей и измеряетапряжений, но конструктивное распределение датчиков поительным (идентичным) каналам и последовательность опрорассматриваемых одноступенчатых схемах значения не имеют. с обстоит дело в коммутаторах со ступенчатым расположеключей (по пирамидальной схеме).

остейшая структурная схема двуступенчатого коммутатора дена на рис. 4. Общее число каналов n разбивается на pпо m датчиков в каждой, $n = p \cdot m$. Распределитель $P\Pi_1$ на кодов подключает по одному датчику в каждой из p групп, пределитель $P\Pi_2$ на p выходов открывает один из ключей во i ступени, выбирая нужную группу.

тимальное число групп зависит от соотношения $R_{\rm np}$ и r_i ка и точностных характеристик ключей первой и второй сту-

Поскольку число ключей р во второй ступени много меньсла каналов коммутатора, можно использовать во второй и лучшие ключи (с меньщими goop и Io), например, за счет или использования более сложных схем ключей (например, зных [2]) и т. д. Полагая $R_{\rm np} \ll r_i$ и отношение $g_{\rm obp}$ и $I_{\rm o}$ клюорой ступени к соответствующим параметрам ключей первой и равным k^{-1} (k>1), получим, что оптимальное значение mеляемое из условия минимума максимальной погрешности, условия минимума суммы $m+rac{p}{k}$ равно $\sqrt{rac{n}{k}}$, а $p_{
m ourr}=\sqrt{nk}$ аем $n \gg k$). Эквивалентное число запертых каналов при пт по сравнению с одноступенчатым коммутатором уменьприблизительно в $\frac{k(n-1)}{2\sqrt{nk-k-1}}$ раз, при k=1-в $\frac{\sqrt{n+1}}{2}$ апример, при n=256 и k=1 (mont = pont = 16) число каналов иается в 8,5 раза, при k=4 (monr=8, ponr=32) — в 17 раз 2 раза больше, чем при использовании ключей с одинакоарактеристиками). Максимальная статическая погрешность эв утечки и остаточных токов запертых ключей, как и пость передачи, вызываемая влиянием запертых каналов, ается примерно пропорционально уменьшению эквивалентисла каналов (зато увеличивается вдвое погрешность от ли $r_i \ll R_{\rm mp}$, то (при одинаковых $R_{\rm mp}$ ключей в первой и втопенях) $m_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{2 n}{k}}$ и эквивалентное число запертых кана- $\frac{k(n-1)}{2\sqrt{2nk}-k-2}$ pas. ньшается приблизительно в

При оценке эффективности двухступенчатой коммутации е следует учитывать статистические характеристики кана слючей и измеряемых напряжений). Например, при испол ании в обеих ступенях одинаковых ключей со взаимной ком ицией среднее квадратическое значение погрешности от I_0 ум ается не в $\frac{\sqrt{n+1}}{2}$, а в $\sqrt{\frac{\sqrt{n+1}}{2}}$ раз; другими словами, погр ость от I_0 с ростом числа каналов возрастает не в $2(\sqrt{n} - 1)$ в $\sqrt{2(\sqrt{n-1})}$ раз (что при n=256 составляет соотве енно 30 и 5,5).

В общем случае соотношение g_{obp} и I_0 ключей в первой и ой ступенях, очевидно, различно и при разбиении каналов руппы необходимо учитывать количественные соотношения у отдельными составляющими погрешности. Для дальней ажно, что соотношение I_0 и g_{obp} можно существенно варьиро в частности, режимом управления), что может быть пол Іапример, при использовании во второй ступени Т-образных ей с подачей выходного напряжения на шунтирующие ключи о уменьшается влияние R_{obp} ключа; при этом-возможен пер однополярному управлению для уменьшения I_0 ключа (хотя том уменьшается и R_{obp}).

Остановимся на способе повышения точности, основанно чете статистических характеристик измеряемых процессов. Е тмечалось, что погрешность от токов I₂ или I₃ существенно сит от этих характеристик, причем даже компенсация, мате веского ожидания рассматриваемой погрешности затрудните в силу нестабильности параметра R_{обв}. Однако, если, для ступенчатых коммутаторов мы вынуждены ограничиться, кон цией указанной зависимости (выражения (7) и (8), ндля дву ненчатых коммутаторов отбор датчиков в группы по их гистическим характеристикам (математическим ожидания корреляционным моментам их выходных, цапряжений) явл эффективным методом уменьщения погрешности коммутации

При этом в принципе возможно отобранные датчики либ делять в виде групп первой ступени коммутатора, либо так пределять по группам, чтобы они во всех группах занимали наковое положение (для схемы на рис. 4), т. е. подключались временно. Первый вариант лучше, так как он позволяет ис зовать различные меры для уменьшения влияния ключей в ступени, т. е. влияния отключенных групп (отбор ключей, ные методы), что дополнительно повышает эффективность сматриваемого способа повышения точности. Обычно эти мало эффективны: например, если m = p, то даже использо во второй ступени идеальных ключей, исключающее влиянис гих групп, уменьшает максимальную погрешность от R_{06p} и I мерно в 2 раза. наче обстоит дело при распределении датчиков по группам етом статистических характеристик выходных напряжений иков.

огрешность от конечности $R_{\text{обр}}$ для k-того датчика *i*-той груп \mathcal{U}_{ik}) может быть оценена по величине тока

$$I_{3} = \sum_{j \neq k}^{m} g_{\text{obp } ij} (U_{ij} - U_{ik}),$$

щего математическое ожидание и дисперсию:

$$\overline{I}_{3} = \overline{g}_{o\delta p} \cdot \sum_{j \neq k}^{m} (\overline{U}_{ij} - \overline{U}_{ik}),$$

$$D(I_{3}) = \overline{g}_{o\delta p}^{2} \cdot \sum_{j \neq k}^{m} \sum_{l \neq k}^{m} [R(U_{ij}, U_{il}) - R(U_{ik}, U_{ij}) - R(U_{ik}, U_{il}) + D(U_{ik})] + D(g_{o\delta p}) \times \sum_{j \neq k}^{m} [D(U_{ij} - U_{ik}) + (\overline{U}_{ij} - \overline{U}_{ik})^{2}].$$
(11)
(12)

ри отборе датчиков в группы следует стремиться к уменьше второго начального момента тока I_3 , равного ${}^{I}I_3^2 + D(I_3)$, для датчиков. Получить общее решение задачи оптимального разія датчиков на группы при известных математических ожиіх и корреляционной матрице измеряемых напряжений заительно (особенно при неунифицированных датчиках). Пракки целесообразно осуществить разбиение датчиков на групо величине математических ожиданий. Это позволяет резко ышить \overline{I}_3 , а затем дополнительно учесть корреляционные мои измеряемых напряжений.

рактически для групп из 7—16 датчиков при общем числе 50 математические ожидания можно считать равными. При $\bar{I}_3 \approx 0$ и для некоррелированных датчиков

$$D(I_{3}) = D(U_{ik}) (m-1) \left[(m-1) \overline{g}_{obp}^{2} + D(g_{obp}) \right] + \sum_{j \neq k}^{m} D(U_{ij}) \left[\overline{g}_{obp}^{2} + D(g_{obp}) \right].$$
(13)

(13) следует, что погрешность передачи возрастает припропорционально (m-1), в то время как погрешность от ия токов утечки других датчиков — пропорционально при- $\sqrt{m-1}$.

и существенной положительной корреляции напряжений ков данной группы величина погрешности может быть зна-

ательно уменьшена. Очевидно, при равенстве дисперсий вы ых напряжений датчиков группы и коэффициентах корреля авных единице, дисперсия $D(I_3)$ равна нулю. Для получе добной оценки примем дисперсии и коэффициенты корреля апряжений группы равными. Тогда из (12) получим:

$$D(I_3) = D(U)(m-1)(1-\rho)\left[\overline{g}_{obp}^2 \cdot m + 2D(g_{obp})\right],$$

. е. дисперсия погрешности пропорциональна $(1 - \rho)$. Таким о ом, при нормированных (по уровню) датчиках и среднем в г е нормированном коэффициенте корреляции р \approx 0,9 дисперсия решности уменьшается примерно в 10 раз.

Практически выбор датчиков с близкими напряжениями едко трудности не представляет, так как в многоканальных темах обычно имеются группы однотипных датчиков, изме цих близкие величины (параметры изучаемых полей и пре ов в соседних точках локальной области: температуру, давл г.т.п.).

Уменьшение влияния R_{obp} при близких напряжениях датч группах позволяет в ряде случаев уменьшить и погрешн т I_0 за счет использования однополярного управления.

Учет статистических характеристик измеряемых напряж при отборе каналов влияет также на выбор числа групп и 1 лов в группах. При этом необходимо также учитывать разл датчиков по величине выходного сопротивления и требова к точности. В общем случае число каналов в группах может неодинаково (больше для низкоомных датчиков и т. д.), в до групп с $m_i = 1$ (чему соответствуют комбинированные с гуры: одно- и двуступенчатые и т. д.).

Выше было показано, что только за счет рационального положения датчиков по группам без всяких дополнительны трат можно заметно уменьшить погрешность коммутации. В случаев учет статистических характеристик датчиков необ> при выборе последовательности опроса датчиков (даже при се всех датчиков с одинаковым циклом). Приведем приме останавливаясь на выражениях для погрешности. При испс вании в одноступенчатом коммутаторе на входах датчиког фильтров (для уменьшения влияния $R_{\rm Bx}$, $R_{\rm obp}$ и I_0 запертых чей и случайной погрешности [4]) влияние напряжения о ченного канала на одну из составляющих погрешности уб по экспоненциальному закону с увеличением интервала м опросом отключенного (в данный момент) и рассматрива каналов и пропорционально разности напряжений этих кан Учет корреляции напряжений при выборе последователи опроса позволяет уменьшить погрешность коммутации.

цестас Э. Ю. Об оценке погрешностей многоканальных измерительных коммутаторов. Вопросы радиоэлектроники, 1967, серия РТ, вып. 7. ук'ЛН А., Малин овский Б. Н. Построение многоканальных электрон and a setting of ных переключающих схем.— Автоматика и приборостроение, 1963, № 1. рсин Л. М., Персин С. М. Анализ погрешностей и методы повышения точности бесконтактных коммутаторов.— В кн.: «Расширение пределов из мерения и повышение чувствительности электроизмерительных приборов устройств и систем с использованием измерительных усилителей», вып. 1 М., ОНТИПРИБОР, 1966. рсин Л. М., Персин С. М. Способ повышения точности коммутации высокоомных датчиков.— Труды ГГО, 1966, вып. 199. рсин Л. М., Персин С. М. Коммутаторы напряжения с шунтированием входных сигналов. — Геофизическая аппаратура, 1970, вып. 42 и 45. ற்கதிலும் திறைப்படு பிட்டியிக்கு திறிப்பிட்டு தலும்றை காஜிசிதில் படத்திலாகிக் கல் காலிப்புக்கு நி AMMANDANAN AN ARABANAN DI TANAN MANANAN ANANAN AMMANDANANAN ANANAN ANAN ANANAN AN and the second states of the second HE EFERINE STREET ALL DER KLUD CARLENT ALL SHOULD BE TO BE TO BE e negative na second de la seconda de la companya de la seconda de la seconda de la seconda de la seconda de la Companya de la company Marting Bull (Chernel Mark) ्रम् **त्रिम् इत्य प्र**योग प्रदेश अस्ति त्राप्ती हो। इत्य क्रम्प्रस्य स्वतिहरू स्वत्य प्राप्त त्राप्त त्राप्त क e operation de la Referencia de Referencia de la Referen Elseven de la company 1 19 1 ⁽¹ - 1) and the second second second na agus seo na shine na shine Marao shine na shine na shine Marao shine, amaraonna say mtana s a de servicio de la companya de la c La companya de la comp La companya de la com

С. М. Новые способы цифровых измерений

Constant and a state of the sta

С. М. ПЕ

prove a series of the series o

and the first of the second states of the second st

and the second s

1111

. 41 . . .

en la superior de la composition de la comp

and the second state of the second states and the

na Alterative Annalise - March March 1997 a server Характеристики реального цифрового измерения и идеа. модели совпадают лишь в том случае, если сумма измеряемс личины х и случайной погрешности у за время измерения м быть принята неизменной. Изменение х за время измерени жет приводить к существенной динамической погрешности а го-цифровых преобразователей (АЦП), зависящей от их ритма и выбора момента t_0 , к которому относится результат менение случайной погрешности за время измерения может водить к искажению закона распределения погрешности ре татов измерений и появлению систематической погрешности при шаге квантования по уровню $\delta \rightarrow 0$ [1-4].

Ниже рассматриваются способы цифровых измерений, дающие рядом преимуществ перед обычными. Такие способ тут быть использованы как при одиночном измерении, так обработке результатов ряда измерений [7].

Предлагаемые алгоритмы могут быть весьма различны водить к различным структурам и характеристикам АЦП. (для них является то, что процесс измерения идет независи значений измеряемой величины и погрешности. В этом используется не уравновешивание измеряемой величины (е ными приращениями, поразрядное и т. д.), а сопоставлени мы x + y с *n* опорными уровнями $u_1, ..., u_n$ и суммирование деленных результатов этих сравнений («0» либо «1»), прич бор значений и; не зависит от результатов предшествующи раций сравнения, т. е. от х и у. Математически такие алго полностью соответствуют задаче воспроизведения по резул n квантованных по уровню отсчетов, рассмотренной в [5]. честве этих отсчетов выступают отдельные операции сран причем число квантов равно двум (результат сравнения р или 1), величина кванта равна величине всей шкалы изменого прибора L, а начальная фаза квантования ai -- оп уровню *u_i*. При этом многомерное распределение начальны ней $\omega(u_1, ..., u_n)$, в отличие от обычных АЦП, не зависит чений x_i и y_i в моменты сравнений t_i.

Предлагаемые способы точных измерений путем суми ния весьма грубых квантованных отсчетов представляют са тельный интерес, в частности, при измерении характ

йных процессов. Для аналого-цифровых преобразователей поие способы особенно перспективны для комбинированных гур, но могут быть использованы и в одноступенчатых преователях.

ногообразие возможных алгоритмов и схем, основанных на кенном принципе, определяется наличием большого числа тавляющих интерес распределений $\omega(u_1, ..., u_n)$.

зличные методы задания начальных фаз указывались в [5]. ій интерес представляет изменение фаз u от сравнения внению по заданному (детерминированному) закону и комия этого метода со случайным выбором последовательлибо случайными вариациями значений начальных фаз. Оддаже для простейшего случая — детерминированной смены ных фаз $u_1, ..., u_n$ — возможно использовать различные алгоих смены, что, как будет показано ниже, может существениять на характеристики подобного АЦП (его случайную змическую погрешности).

ким образом, на изложенном принципе может быть оснобольшое число различных алгоритмов и схем, существенно чающихся по своим свойствам.

ссмотрим вначале способы, характеризующиеся детермининой сменой заданных начальных фаз (опорных уровней). естве последних примем значения $(i-1)\delta + \alpha$, где i=1, ..., N, $<\delta; \alpha, \delta = \frac{L}{N}$ и N — эквивалентные начальная фаза, вели-

иага квантования по уровню и число квантов шкалы идео преобразователя. В этом случае одно измерение склады-

из N операций сравнения с этими фазами. В отличие от ых методов измерений, последовательность перебора опорровней в принципе может быть произвольной и не зависит Некоторые соображения по выбору этой последовательноссматриваются ниже.

уктурная схема предлагаемого преобразователя приведена . 1 а. На этом рисунке СФОУ — схема формирования опорровней, СС — схема сравнения, СЧ — счетчик, СУ — схема тения. Работа устройства осуществляется следующим обрахема управления с помощью схемы СФОУ формирует очеопорный уровень и подает импульс опроса на схему срав-Если СС сработала, ее выходной импульс поступает на к СЧ. Число таких операций всегда равно N. Последовасть перебора N значений опорных уровней определяется СУ и не зависит от результатов сравнений. Окончательный гат после N сравнений содержится в счетчике СЧ. На рис. казана реализация схемы СФОУ в виде регистра P, управго преобразователем кода в напряжение ПКН. При этом акого-либо опорного уровня осуществляется как ввод соотющего кода на P.

рис. 1 пунктиром показан простейший вариант управления, при котором уровни u_i выбираются в порядке их увели-

ения (кривая 2 на рис. 1 б). Импульсы из СУ поступают на егистра Р, в качестве последнего здесь используется сче емкостью N импульсов. Работа устройства осуществляется ереполнения этого счетчика. Подобный способ измерения вне ходен с обычным развертывающим кодированием, но отлича т него принципиально. В обычном АЦП при первом же сраб



Рис. 1.

вании СС (в момент t_1 на рис. 1 б) прекращается поступлени пульсов на счетчик и измерение заканчивается; здесь же пр измерения проходит независимо от срабатывания СС (до бора всех опорных уровней). В частности, на рис. 1 б на сч СЧ поступают импульсы и в интервале t_2-t_3 , т. е. результат мерений и характеристики таких АЦП в общем случае разл

Рассматриваемый способ принципиально может быть исп ван и при непрерывном уравновешивании, как это показа рис. 1 б кривой 1 (при $\delta \rightarrow 0$); при этом предъявляются в звания к быстродействию перехода СС (неопрашиваемой; пового типа) из одного состояния в другое. Таких переходов за измерение может быть несколько. Измеряется суммарное

измерение может обть несколько. Измеряется суммарнос я нахождения СС в одном из состояний ($0-t_1, t_2-t_3$). Реация такого, устройства очевидна. В подобном преобразова-

(время-импульсном и т. д.) исключается систематическая ешность обычных АЦП, имеющая место при быстром измеи y даже при $\delta = 0$ [4].

ассмотрим выражения для погрешности подобных АЦП. лотность распределения суммарной погрешности о может найдена непосредственно из выражений (3) и (4), которые щены в работе [5], если положить число квантов шкалы равдвум, число измерений *n* числу операций сравнения *N*, вену кванта принять равной *L* и веса грубых измерений a_i ыми $\frac{1}{37}$.

апишем выражения для условных математического ожидания персии погрешности σ . Эти выражения могут быть получены настный случай рассмотренных в [5]. Результат *i*-того опро-— случайная величина, принимающая значение $\frac{L}{N}$ с веюстью (условной) $P_i=1-F(u_i-x_i)$ и значение нуля с веюстью 1— P_i , где F(y) — интегральный закон распределения ийной погрешности y, а u_i и x_i — значения начальной фазы леряемой величины, в момент *i*-того опроса t_i . Условное маическое ожидание $M(z_i/x_i)$ равно $\frac{L}{N} \cdot P_i = \delta \cdot P_i$. Полагая шность y и сигнал x независимыми, для условного матемакого ожидания погрешности $\sigma = \sum_{i=1}^{N} z_i - x_0$ можно запи-

$$M(\sigma/X) = \frac{L}{N} \left[N - \sum_{i=1}^{N} F(u_i - x_i) \right] - M(x_0/X),$$
(1)

i — вектор с компонентами x_1 ; ..., x_N ; $M(x_0/X)$ — условное іатическое ожидание измеряемой величины x в момент t_0 торому привязывается результат) при значениях x в моменросов t_1 , ..., t_N , равных x_1 , ..., x_N .

ри том же допущении для условной дисперсии погрешности з I

$$M(\sigma^2/X) = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} R_{ij} + M(x_0^2/X), \qquad (2)$$

есь $R_{ij} = M(z_i z_j | x_i, x_j)$ — условный корреляционный морезультатов *i*-того и *j*-того опросов, точка сверху обозначает ированную величину.
Если у — стационарный случайный процесс,

$$R_{ij} = \delta^2 \left\{ \int_{u_i}^{\infty} \int_{u_j}^{\infty} \omega_y(\xi_1 - x_i, \xi_2 - x_j, t_i - t_j) d\xi_1 \cdot d\xi_2 - [1 - F(u_i - x_i)] [1 - F(u_j - x_j)] \right\},$$

где $\omega_y(y_1, y_2, \tau)$ — двумерное распределение случайной погреш Рассмотрим два крайних случая, когда случайные погреш опросов $y_i(i=1, ..., n)$ не коррелированы и когда они равны ду собой. В первом случае из (3) получим: при $i \neq j$ $R_{ij} = ($ i=j дисперсия $R_{ii} = \delta^2 P_i(1-P_i)$ и выражение (2) может представлено в виде

$$M(\sigma^2/X) = \delta^2 \sum_{i=1}^N F(u_i - x_i) \left[1 - F(u_i - x_i)\right] + M(x_0^2/X).$$

Во втором случае R_{ij} зависит от соотношения разностей и $u_j - x_j$. Например, если $u_i - x_i \le u_j - x_j$, то $R_{ij} = P_j (1 - F_j)$

Нормированный корреляционный момент

$$r_{ij} = \frac{R_{ij}}{\sqrt{R_{ii}R_{jj}}} = \sqrt{\frac{P_j(1-P_i)}{P_i(1-P_j)}}$$

· • • /

(очевидно, при $u_i - x_i \le u_j - x_j$ $P_j \le P_i$ и $r_{ij} \le 1$).

Итак, для второго случая выражение (2) можно за в виде

$$M(\dot{\sigma}^2/X) = \delta^2 \sum_{i=1}^{N} \left[\sum_{N_i(i)} (1 - P_j) P_i + \sum_{N=N_i(i)} (1 - P_i) P_j \right] + M(\dot{x}_0^2/\lambda)$$

где $N_1(i)$ — совокупность значений *j*, для которых при да $u_j - x_j \le u_i - x_i$.

Из (1) и (2) несложно найти условный и безусловный ты второго порядка погрешности $\sigma M(\sigma^2/X)$ и $M(\sigma^2)$; эти м в общем случае существенно зависят от последовател опросов.

1. Рассмотрим частный случай, когда значение *x* за измерения может считаться неизменным.

С учетом выбранных значений u_i из (1) получим (x_0 маем равным x):

$$M(\sigma/x) = \delta \left[N - \sum_{i=1}^{N} F(i \,\delta - \delta + \alpha - x) \right] - x.$$

Здесь последовательность перебора фаз u_i (для мате ского ожидания, но не для дисперсии погрешности) значи имеет.

опоставим (6) с выражением для $M(\sigma/x)$ при идеальном товании с квантом δ , фазой α и числом квантов N:

$$M(\sigma_{n}/x) = \sum_{i=1}^{N} i \,\delta[F(i\,\delta - x + \alpha) - F(i\,\delta - \delta - x + \alpha)] - x =$$

= $\delta \left[N \cdot F(N\delta - x + \alpha) - \sum_{i=1}^{N} F(i\,\delta - \delta - x + \alpha) \right] - x.$

сли можно пренебречь эффектом на краях шкалы, т. е. если (-x) = 1 и F(-x) = 0, то эти выражения совпадают. Для на ения $M(\sigma/x)$ в предлагаемых АЦП можно непосредственно зъзоваться известными выражениями для идеального квания.

ассмотрим выражения для дисперсий $M(\sigma^2/x)$ для двух укаях выше крайних случаев.

ля случая некоррелированных погрешностей y_i из (4) имеем

$$f(\sigma^2/x) = \delta^2 \sum_{i=1}^{N} F(i\delta - \delta + \alpha - x) \left[1 - F(i\delta - \delta + \alpha - x)\right].$$
(7)

ля второго случая из (5) можно записать

$$M(\hat{\sigma}^{2}/x) = \delta^{2} \sum_{i=1}^{N} \left[\sum_{j=1}^{i} (1-P_{j}) P_{i} + \sum_{j=i+1}^{N} P_{j}(1-P_{i}) \right] = \frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^{N} (2i-1) P_{i} - \left(\sum_{i=1}^{N} P_{i} \right)^{2} \right] = \delta^{2} \left\{ - \left[\sum_{i=1}^{N} F(i \delta - \delta + \alpha - x) \right]^{2} + \sum_{i=1}^{N} (2N-2i+1) F(i \delta - \delta + \alpha - x) \right\}.$$
(8)

поставим (8) с выражением для идеального квантования аметрами N, δ и α):

$$\begin{split} &\Lambda(\dot{\sigma}_{\mu}^{2}/x) = \sum_{i=1}^{N} (i\,\delta)^{2} \left[F(i\,\delta - x + \alpha) - F(i\,\delta - \delta - x + \alpha) \right] \stackrel{_{\lambda}i}{\longrightarrow} \\ &- M^{2}(\sigma_{\mu}/x) = \delta^{2} \left\{ -\left[\sum_{i=1}^{N} F(i\,\delta - \delta + \alpha - x) \right]^{2} + \right. \\ &\left. \sum_{i=1}^{N} \left[2N \cdot F(N\delta - x + \alpha) - 2i + 1 \right] \cdot F(i\,\delta - \delta + \alpha - x) + \right. \\ &\left. + N^{2} \cdot F(N\delta - x + \alpha) \left[1 - F(N\delta - x + \alpha) \right] \right\}. \end{split}$$

и следовало ожидать, если краевыми условиями можно зечь, последнее выражение совпадает с выражением (8). Итак, при использовании рассматриваемого способа изме математическое ожидание погрешности (при неизменном є нии x) то же, что и при идеальном квантовании независимо о пени корреляции погрешностей y отдельных опросов и пос вательности перебора начальных фаз. В частности, при $M(\sigma | x) \rightarrow 0$. Тем самым исключается существенный недос обычных алгоритмов АЦП.

Дисперсия погрешности рассматриваемых алгоритмов с дает с дисперсией для случая идеального квантования при ной корреляции случайных погрешностей опросов. Если ж грешность у за время измерений существенно меняется, зна дисперсии $M(\sigma^2/x)$ может быть значительно меньше ее зна при идеальном квантовании и в общем случае сильно за от последовательности перебора начальных фаз при опроса Для доказательства этого сопоставим выражения (7) и Из (6), (7) и (8) несложно убедиться, что при аддитивно грещности у и пренебрежении краевыми условиями зависи $M(\sigma/x)$ и $M(\sigma^2/x)$ от x являются периодическими с перио, (и могут быть представлены в виде ряда). Интегрируя по лучим более удобные выражения для осредненной дисперси (7) имеем (f(x) — распределение измеряемой величины, с квадратическое значение $\sigma_x \gg \delta$)

$$D_{1} = \int_{L} f(x) M(\sigma^{2}/x) dx \approx \frac{1}{\delta} \int_{x}^{\infty} M(\sigma^{2}/x) dx \approx$$
$$\approx \delta \int_{-\infty}^{\infty} F(y) [1 - F(y)] dy.$$

Значение дисперсии D_1 для второго случая (неизменни грешности y) совпадает с ее значением при идеальном ква нии. В частности, при равномерном распределении y с ностью 1/a' для двух указанных случаев из (9) и [6] имеем:

$$D_{1} = \frac{a' \delta}{6} \quad H \quad D_{1} = \frac{1}{12} \left[(a')^{2} + \delta^{2} - \left(\frac{\delta_{1}}{a'} \right)^{2} (\delta - \delta_{1})^{2} \right],$$

где $\delta_1 = a' - \delta \cdot \mathcal{U}\left(\frac{a'}{\delta}\right)$, \mathcal{U} – целая часть отношения.

11

· . .

Из (9) видно, что при некоррелированных погрешностя: дого из опросов дисперсия результата измерения обратн порциональна числу начальных фаз N (числу опросов) большом N может быть значительно меньше как дисперс грешности при идеальном квантовании с тем же квантом так и дисперсии случайной погрешности D_y . Этот вывод об ется тем, что при использовании предлагаемых алгоритмое место осреднение за одно измерение (результатов N груб мерений). В частности, при $\delta \rightarrow 0$ в рассматриваемом случ персия $D_1 \rightarrow 0$, а при идеальном квантовании $D_1 \rightarrow D_y$. Таким зом, рассматриваемые алгоритмы не только исключают не обычных АЦП при слабой корреляции погрешностей y_i , ряде случаев позволяют заметно повысить точность по сравнес идеальным квантованием.

ля двух приведенных крайних случаев последовательность сов значения не имеет. В общем случае может быть найдена мальная последовательность выбора начальных фаз, при кой дисперсия D_1 (осредненная по всем x, поскольку алгоритм ра фаз не зависит от x) минимальна. Для нормального проy при этом необходимо знать его корреляционную функцию менной интервал Δ между отсчетами.

ассмотрим некоторые достаточно простые алгоритмы выбора u_i , представляющие практический интерес. Пример такой повательности приведен на рис. 1 в. Преимуществом такого ритма является его пригодность для всех x, возможность шения динамической погрешности и простота реализации. u_e число шагов N разбивается на p серий, $N = p \cdot m$. На $u_{m+1} = \frac{\delta}{2} \delta$, $u_{m+2} = \frac{\delta}{2} \delta + p \delta$ и т. д. Реалитакого алгоритма чрезвычайно проста достаточно в счетчи-(рис. 1 a) первыми триггерами (осуществляющими деление управлять последними ключами в ПКН (с большим весом), гедующими триггерами (с малым весом). Таким образом, в схеис. 1 a) осуществляется только перекрещивание связей триги ключей ПКН.

эзможны различные варианты подобного алгоритма. В част, более эффективно серии не располагать в порядке возрая их первых фаз ($\frac{\delta}{2}$, $\frac{3}{2}\delta$, $\frac{5}{2}\delta$ и т. д.), как на рис. 1 *в*,а череь их в последовательности $\frac{\delta}{2}$, $\frac{\delta}{2} + p \frac{\delta}{2}$, $\frac{3}{2}\delta$, $\frac{3}{2}\delta + p \frac{\delta}{2}$ и т. д. цостигается также только за счет изменения связей регистра Р Н (промежуточный между счетчиками, делящими на *m* и $\frac{p}{2}$

ьсов, триггер управляет ключом с весом $\frac{p}{2}$ δ).

фективность алгоритмов выбора фаз u_i типа, представленна рис. 1 в, связана с тем, что практически важна степень яции погрешностей тех опросов, для которых u_i лежит в узбласти L', определяемой F(y) и непосредственно примыкаюзначению x. Действительно, как видно из (3), $R_{ij} \approx 0$, если ы одно из значений фазы (u_i или u_j) таково, что $F(u-x) \approx 1$ (u-x) ≈ 0 . Уменьшение дисперсии $M(\sigma^2/x)$ при подобных алтах достигается за счет того, что для всех x соседние во вреопросы (погрешности которых могут быть заметно коррелил) разнесены по величине фаз u ($p \cdot \delta$ вместо δ), а опросы кими между собой и с x значениями фаз разнесены по верешаг порядка $m \cdot \Delta$ или $2m\Delta$ вместо Δ). При достаточно больШОМ *т* погрешности таких отсчетов могут быть слабо корре. заны (либо иметь отрицательную корреляцию). Преимущ приведенного выше варианта — большее разнесение по вре

Приведем пример. Пусть $m\Delta > T_1$, где T_1 — интервал кор ции погрешности y, а $R_y(i \cdot \Delta) \approx 1$, где i — число квантов δ_2 в области L' и мало по величине. Тогда при равномерном ра делении y

$$D_1 \approx \frac{1}{12p} \left[(a')^2 + p^2 \delta^2 - \left(\frac{\delta_3}{a'}\right)^2 (p \, \delta - \delta_3)^2 \right],$$

где $\delta_3 = a' - \delta_2 \mathcal{I}\left(\frac{a'}{\delta_2}\right).$

В частности, если $p\delta \ge a$, где $p = \mathcal{U}(T/T_1)$, то $D_1 = \frac{a' \cdot 6}{6}$, т. е. дисп такая же, как если бы погрешности у соседних отсчетов был коррелированы. Выигрыш по сравнению с выбором фаз по р может быть значительным.

Работу АЦП на рис. 1 в можно рассматривать как осред результатов p измерений с квантом δ_2 и детерминированным нением начальной фазы [6]. При осреднении обычных изме налагается условие, чтобы δ_2 было достаточно большим (во жание искажения закона распределения погрешности). При и зовании рассматриваемых методов ограничений на δ_2 не гается.

2. Рассмотрим динамическую погрешность предлагаемых дов, связанную с изменением измеряемой величины за время рения. Эта погрешность, очевидно, существенно зависит от ритма перебора фаз u_i (i=1, ..., N) и метода датирования р тата (выбора t_0).

При анализе динамической погрешности вначале предпол что измеряемая величина за время измерения может быть ставлена в виде $x = x_{\rm H} + at$, где $x_{\rm H}$ соответствует началу изме и используется выбор фаз u_i по рис. 1 б, т. е. $u_i = i\delta - \delta + a$. жения для моментов $M(\sigma/x_{\rm H}, a)$ и $M(\sigma^2/x_{\rm H}, a)$ могут быть пол непосредственно из (1) и (2).

Для упрощения записи ниже рассматриваются момен погрешности σ , а результата измерения $W = \sum_{i=1}^{N} z_i$. Моменть пользуются при выборе способа датирования результата.

Для рассматриваемого случая из (1) имеем

$$M(W/x_{\rm H}, a) = \delta \left[N - \sum_{i=1}^{N} F(u_i - x_i) \right] =$$
$$= \delta \left\{ N - \sum_{i=1}^{N} F[i(\delta - a \cdot \Delta) - x'_{\rm H}] \right\},$$

где $x_{\rm H} = x_{\rm H} + \delta - \alpha$.

Сопоставляя (10) и (6), несложно убедиться, что при пр жении краевым эффектом $M(W/x_{\rm H}, a)$ при указанных выше измерения измеряемой величины и алгоритме выбора фаз uо отношению $\frac{\delta}{\delta - a \Delta}$, умноженному на условное математиче ожидание результата $M(W/x_{\rm H})$ при неизменном значении из емой величины, равном $x'_{\rm H}$, величине кванта $\delta' = \delta - a \cdot \Delta u$ фаз '. С учетом того, что $M(W/x'_{\rm H})$ совпадает с выражением для льного квантования, получим

$$M(W/x_{\rm H}, a) = \frac{\delta}{\delta'} \left\{ x'_{\rm H} - \frac{\delta'}{2} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\delta'}{\pi \cdot i} C_i \sin\left(i\frac{2\pi}{\delta'}x'_{\rm H} + \beta_i\right) \right\}, \quad (11)$$

$$C_i = \sqrt{A_i^2 + B_i^2}, \quad \beta_i = \operatorname{arctg} \frac{B_i}{A_i},$$

$$A_i = \int_{-\infty}^{\infty} \omega(y) \cos i \, \frac{2\pi y}{\delta'} \, dy, \quad B_i = \int_{-\infty}^{\infty} \omega(y) \sin i \, \frac{2\pi y}{\delta'} \, dy.$$

гношение $\frac{a\Delta}{\delta} = \frac{aT}{L}$, где $T = N \cdot \Delta$ — длительность измерения, а меньше единицы, т. е. скорость изменения процесса меньше сти отработки.

иссмотрим выражение для $M(W/x_{\rm H}, a)$ при использовании итма по рис. 1 в. Такой алгоритм может быть представлен измерений с квантом $\delta_2 = p \cdot \delta$; эти измерения различаются величинами а, которые примем равными $a_j = j\delta - \frac{\delta}{2}$ (j=1,Очевидно, для каждого из этих измерений из (11) несложно ать условное математическое ожидание результата (суммы опросов) $M(W_j/x_{\rm H\,j}, a_j)$. Значения $x_{\rm H\,j}$ и a_j для всех участков быть различны, т. е. возможно достаточно подробно описать роцесса x за время измерения. Например, можно задать x з ряда с большим числом членов; при этом $x_{\rm H\,j}$ и a_j вырауя через коэффициенты разложения $(x_{\rm H}, a \, {\rm u} \, {\rm T}, {\rm I})$.

товное математическое ожидание суммы $W = \sum_{j=1}^{p} b_j W_j$ с учетом ожно представить в виде

$$M(W/x_{\rm H}, a, ...) = \sum_{i=1}^{p} b_{j} \frac{\delta_{2}}{\delta_{2j}^{i}} \left\{ x'_{{\rm H}j} - \frac{\delta'_{2j}}{2} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\delta'_{2j}}{\pi i} \cdot C'_{ij} \sin\left(i \frac{2\pi}{\delta'_{2j}} x'_{{\rm u}j} + \beta'_{ij}\right) \right\},$$
(12)

 $=\delta_2 - a_j\Delta; C'_{ij}$ и β'_{ij} определяются как C_i и β_i , но с заменой $z_j; x'_{ij} = x_{ij} + (p - j + \frac{1}{2})\delta.$

Примем, что изменение x за время измерения линейно и $b_j = \frac{1}{p}$. Тогда $x'_{ij} = x_{ii} + \left(p - j + \frac{1}{2}\right)\delta - (j - 1)\frac{aT}{p}, \quad a_j = d,$ $\delta'_{2j} = \delta'_2 = \delta_2 - a\Delta, \quad C'_{ij} = C'_i, \quad \beta_{ij} = \beta'_i.$ Окончательно из (12) получим: $M(W/x_{ii}, a) = \frac{\delta_2}{\delta_2 - a\Delta} \left\{ x_{ii} + \frac{a\Delta}{2} + \frac{p-1}{2p}aT + \frac{1}{p}\sum_{i=1}^{\infty} \frac{\delta'_2}{\pi \cdot i}C'_i \sin\left(E_i + \frac{p-1}{2}K_i\right) \cdot \frac{\sin\frac{pK_i}{2}}{\sin\frac{K_i}{2}} \right\},$ где

$$E_{i} = i \frac{2\pi}{\delta_{2}} \left(x_{\mathrm{H}} + a \Delta - \frac{\delta}{2} \right) + \beta_{i}, \quad K_{i} = i \frac{2\pi}{\delta_{2}} \left(\frac{aT}{p} - \delta \right).$$

Проанализируем последнее слагаемое в фигурной скобкє водя его в квадрат и интегрируя по $x_{\rm H}$ в пределах δ'_2 , прибли получим среднее квадратическое значение

$$\frac{1}{-2p^2} \sum_{l=1}^{\infty} \left(\frac{\mathbf{\delta}_2' \cdot C_i'}{\pi \cdot l} \cdot \frac{\sin \frac{pK_l}{2}}{\sin \frac{K_l}{2}} \right)^2.$$

Рассмотрим два крайних случая. Первый: $aT - \delta_2$ равно или кратно $p \cdot \delta'_2$ т. е. $aT = \frac{pl+1}{N+pl} \delta_2 N$, где $l=0, \pm 1, \pm 2$ к Второй: $aT - \delta_2$ кратно δ'_2 , но не кратно $p \cdot \delta'_2$ (и не равно В первом случае отношение синусов в приведенном выра равно *p* и рассматриваемое слагаемое совпадает с погрени идеального квантования с квантом δ'_2 и фазой $\frac{\delta'_2}{2}$; а во

случае — с той же погрешностью, но при кванте $\frac{\hat{o}_2'}{p}$ и фа

С точки зрения уменьшения динамической погрешности шой интерес представляет последовательность выбора нач фаз, представленная на рис. 1 г. Для реализации такого алг в качестве P (рис. 1 а) следует использовать реверсивный (Здесь как бы осредняются два измерения с отработкой от точки $t_{\rm cp}$ с разными знаками производной a_j . Математ ожидание $M(W/x_{\rm cp}, a)$ для этого случая может быть найд посредственно из выражения (12). При этом p=2, $\beta_j=\frac{1}{2}$, = $\delta_2 + a\Delta$, $\delta'_{22} = \delta_2 - a\Delta$, $x'_{H1} = x_{cp} + \delta_2 - a_1$, $x'_{H2} = x_{cp} + \delta_2 - a_2$, j = 1 относятся соответственно к падающей и возрастающей ветвям запишем выражения для $M(W/x_{H}, a)$ для случая, когда влия квантования по уровню можно пренебречь (δ_2 мало либе $\sqrt{D_y}$). Для трех рассмотренных алгоритмов (рис. 1 б, в, г) и: , (13) и (12) получим приближенные значения:

$x_{\rm cp} - \frac{aT}{2}$	$x_{\rm cp} - \frac{aT}{2p}$	x_{cp}
$1-\frac{aT}{L}$,	$1 - \frac{aT}{pL}$,	$1-\left(\frac{aT}{2L}\right)^2$.

з первых двух выражений следует, что при привязке резульизмерения W к определенному моменту t_0 , не зависящему от чия W, например к t_{cp} (общее датирование), динамическая шность для второго алгоритма примерно в p раз меньше, чем гервого. Величина погрешности при $\frac{aT}{L} \ll 1$ приближенно рав- $\frac{aT}{p} \left(\frac{x_{cp}}{L} - \frac{1}{2}\right)$, т. е. содержит не зависящую от x и пропорциотую x составляющие. Знак погрешности зависит не только от a, от x_{cp} . Возможна коррекция динамической погрешности при ютке.

ія третьего алгоритма динамическая погрешность пропорциоа измеряемой величине (x_{cp}) и ее знак не зависит от a и x_{cp} . /меньшения погрешности в качестве коэффициента передачи

может быть принята величина $[1-(\frac{T}{2L})^2D_2]^{-1}$, где $D_2 = \int_x^x (0)$ — дисперсия производной измеряемого процесса. Коря при обработке также возможна, но более сложна.

и использовании первого и второго методов динамическая иность может быть значительно уменьшена, если использоиндивидуальное датирование результата, т. е. выбор t_0 по $V_{\rm N}$. Третий метод этим свойством не обладает. Однако индивное датирование, как известно, сильно усложняет обрарезультатов измерений.

ьмем для примера $\frac{aT}{L} \cdot 100\% = 2\%$ и p = 10. Тогда максиія приведенная динамическая погрешность при общем датии ($t_0 = t_{cp}$) для трех рассматриваемых случаев составит 1,),01%, т. е. третий метод может быть весьма эффективен. авляет интерес также комбинированный из второго и третьод выбора фаз u_i , объединяющий их преимущества.

оптимального выбора момента отнесения результата t_0 при датировании минимизируется дисперсия безусловной пости измерений $M(\sigma^2)$. Найти $M(\sigma^2)$ нетрудно. В частности, менение x за время измерения полагается линейным, имеем

$$M(\sigma^{2}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \omega(x_{\rm H}, a) \{ [M(W/x_{\rm H}, a) - x_{\rm H} - at_{0}]^{2} + M(\dot{W}^{2}/x_{\rm H}, a) \} da dx_{\rm H},$$

где. $\omega(x_{\rm H}, a)$ — плотность вероятности параметров $x_{\rm H}$ и a. Дифференцируя $M(\sigma^2)$ по t_0 и приравнивая производную для оптимального значения t_0 получим

$$t_0 = \frac{1}{M(a^2)} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \omega(x_{\rm H}, a) \cdot a[-x_{\rm H} + M(W/x_{\rm H}, a)] \, da \, dx_{\rm H}.$$

В качестве примера возьмем случай выбора фаз по ри и примем, что влиянием квантования по уровню можно пренє Тогда

$$t_{0} \approx \frac{1}{M(a)^{2}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \omega(x_{\mathrm{H}}, a) \cdot \frac{x_{\mathrm{H}} a^{2}}{1 - \frac{aT}{L}} \cdot \frac{T}{L} da dx_{\mathrm{H}}.$$

Полагая $\frac{aT}{L} \ll 1$, получим

10

$$t_{0} \approx \frac{1}{M(a^{2})} \int_{-\infty}^{\infty} f(x_{\mathrm{H}}) \cdot \frac{T}{L} \left[M(a^{2}/x_{\mathrm{H}}) + \frac{T}{L} M(a^{3}/x_{\mathrm{H}}) \right] dx_{\mathrm{H}}.$$

Если $x_{\rm H}$ и *а* независимы (например, $x_{\rm H}$ и *а* — значения но ного процесса и его производной для одного момента времен

$$t_0 \approx \frac{T}{L} M(x_{\rm H}) + \frac{T^2}{L^2} M(x_{\rm H}) \cdot \frac{M(a^3)}{M(a)^2}.$$

Аналогично при выборе фаз по рис. 1 г приближенно пс (отсчет t от t_{cp})

$$t_{0} \approx \frac{M(x_{cp})}{M(a^{2})} \cdot \left(\frac{T}{2L}\right)^{2} \left[M(a^{3}) + \left(\frac{T}{2L}\right)^{2} M(a^{5})\right].$$

Если плотность вероятности производной измеряемого с $f_1(a) - \phi$ ункция четная, в этом случае оптимальное $t_0 = ($ совпадает с средней точкой цикла измерения.

Следует отметить, что методы, аналогичные представлене рис. 1 в и 1 г, могут быть использованы и при обработке рез тов ряда измерений, а также в обычных АЦП.

3. Итак, рассматриваемые алгоритмы цифровых изм позволяют исключить недостатки юбычных АЦП, имеющие при слабой корреляции погрещностей шагов уравновеши более того, в этом случае заметно повысить точность и по с нию с идеальным квантованием. Простота таких алгоритмов ляет использовать различные методы уменьшения динами погрешности.

В. приведенных алгоритмах и значения N используемы и последовательность их перебора полагались заданными налось, совмещение подобного детерминированного алгоритма учайным изменением величины фаз или последовательности абора открывает дополнительные возможности. Например, использовать случайное смещение для серий из N начальных нибо для каждой фазы и принять это смещение распределенравномерно в диапазоне 0— δ , математическое ожидание поности $M(\sigma/x)$ при любом δ равно нулю.

ругой пример — исключение связи динамической погрешсо значением измеряемой величины. Возьмем простейшую



Рис. 2.

гуру АЦП с поступлением N импульсов на счетчик P, но, в отот рис. 1 б, примем, что начальное положение счетчика эрый случайный код. В этом случае при равномерном распреии начальных уставок аргумент результата измерения принно может рассматриваться как равномерно распределенная иная величина (независимо от x). Влияние случайных по-

остей аргументов может быть уменьшено при осреднении татов.

ссматриваемые алгоритмы обладают высокой помехоустойью. В обычных АЦП ложное срабатывание схемы сравненапример, от импульсной помехи) может приводить к большибкам, вплоть до L; здесь же погрешность составляет едииладшего разряда $\delta = \frac{L}{-M}$.

с указывалось выше, эффективность подобных методов свяосреднением в малой области L', примыкающей к x; приих для всего диапазона L нет никакой необходимости. Друловами, из N сравнений собственно полезными являются в области L', число которых обычно на два порядка меньше *N*. Это позволяет существенно повысить быстродействие АЦП.

Рассматриваемый алгоритм наиболеє целесообразно исп вать во второй ступени двуступенчатых преобразователей. П ступень при этом служит для грубого определения резул а вторая — для точного измерения в узком диапазоне. Перва пень может быть весьма быстродействующей (построена по дам одного отсчета, поразрядному, единичных приращений с шим квантом). Подобные комбинированные преобразовател ладают достоинствами рассматриваемого метода плюс вы оыстродействием [7].

Большой интерес подобный метод представляет такжє использования во второй ступени при осреднении не резуль измерений, а приращений от некоторого уровня, определя измеряемой величиной [4]. Характер работы двуступенчаты образователей, как и устройств с осреднением приращений, тен из рис. 2. При обработке ряда измерений (в том числе в ращений) алгоритмы смены фаз последовательных изме могут быть различны.

11111

1.1.1.1.1.1.1

44!÷

102.4

ait to the structure of the second structure of the s

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Твердохлеб П. Е. Свойства случайных погрешностей цифратора по ного уравновешивания с двоичной системой кодирования.— Авто 1966, № 2.
- 2. Касперович А. Н., Литвинов Н. В. К вопросу о динамической пифрового прибора поразрядного уравновешивания.— Автометрия № 2.
- 3. Ефимов В. М., Рабинович В. П. О погрешности цифрового п обусловленной изменением измеряемой величины за время измер ∴ Автометрия, 1967, № 2.
- 4. Персин С. М. Некоторые вопросы статистической обработки резу измерений. В кн.: «Информационные методы в системах упра измерения и контроля». Владивосток, 1968.
- 5. Персин С. М. Погрешность воспроизведения по квантованным по дискретным отсчетам. См. наст. сборник.
- 6. Персии С. М. Квантование по уровню при цифровых измерениях.метрия, 1969, № 2.
- 7. Персин С. М. Способ преобразования напряжения в цифровой код ступенчатым уравновешиванием. Авт. свид. СССР № 282769 о 1968 г., Бюллетень изобретений, № 30, 1970.
- 8. Персин С. М. Цифровые измерительные преобразователи с двухступ уравновешиванием. — Труды ГГО, 1971, вып. 259.

and the second second second second

С. М. ПЕРСИИ

О МЕТОДИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ СРЕДНИХ СКОРОСТИ И НАПРАВЛЕНИЯ ВЕТРА С ПОМОЩЬЮ АНАЛОГО-ДИСКРЕТНОГО ФИЛЬТРА

дним из параметров, измеряемых автоматической метеоролокой станцией, является средняя скорость ветра за интервал) мин. Корректное решение задачи осреднения требует интевания мгновенной скорости ветра. Однако при этом заметно княется схема датчика, особенно при использовании «скольго» осреднения. В разработанной в ГГО автоматической ии средняя скорость ветра определяется путем суммирования отсчетов, каждый из которых равен среднему за предшестие 2 минуты. При этом в датчике осуществляется интегриие за 2 минуты (суммирование числа импульсов, частота слеия которых пропорциональна мгновенной скорости ветра) ос интегратора на ноль после каждого отсчета (в [1] описана ная схема, но с интегрированием за 1 минуту). Хранение последних отсчетов в запоминающем устройстве станции поет осуществлять «кусочно-скользящее» осреднение со сдви-МИНУТЫ.

редставляет интерес использование в датчике не идеального рирования, а сглаживания с помощью инерционных звеньев. этом в качестве параметра, пропорционального мгновенной сти ветра, используется напряжение, а в качестве входного ивающего фильтра — например, однозвенная RC — цепь, ное напряжение которой и измеряется при опросах. Такая

наиболее проста, но возможны и другие варианты сглажиих устройств, например следящая система с большой посто-

времени (которая представляет интерес при осреднении наения ветра — для устранения неопределенности при переходе) к 0°) и т. д. Очевидно, при использовании подобного метода а центрального устройства станции, заключающаяся в опросе ка и обработке результатов m последних отсчетов, остается енной, но сам датчик резко упрощается. Суммирование отпри замене в датчике интегрирования сглаживанием в облучае следует осуществлять с неравными весами.

же применительно к автоматическим метеорологическим иям рассматривается методическая погрешность подобного ения средних скорости и направления ветра и приводятся ендации по выбору параметров фильтра. Необходимая точность измерения средней скорости $V_{\rm cp}$ гтанцией составляет 0,5 м/с \pm 5% $V_{\rm cp}$ (максимальная сумма погрешность) при диапазоне измерений 50 м/с. Статистич карактеристики скорости ветра исследовались рядом авторов. пользуемся приближенным представлением корреляционной (дии в виде экспоненты

$$R_x(t) = \sigma_V^2 e^{-a|t|},$$

где a = 0,04 с⁻¹, приведенным в [2].

При анализе методической погрешности измерения средней рости ветра используем результаты, полученные в [3] для ид ного аналого-дискретного фильтра и в [4] с учетом неста ности постоянной времени входного фильтра T_{ϕ} и случайны грешностей измерений. Для рассматриваемой задачи инт осреднения T = 10 мин и $\beta = aT = 24$.

Для программы разработанной в ГГО автоматической ста желательным является интервал между измерениями, ра 2 мин (и более), хотя принципиально приемлемым является тервал 1 мин. Поэтому в дальнейшем рассмотрим значения и m = 10 и предельный случай: m = 1.

Рассмотрим два представляющих наибольший интерес м выбора весовых коэффициентов: осреднение с равными весам

$$W_1(t) = \sum_{i=1}^m \frac{1}{m} \cdot z \left(t + \frac{T}{m} - i \frac{T}{m} \right),$$

и предложенный в [3] метод коррекции этой суммы по рас отсчетов на концах интервала T,

$$W_2(t) = W_1(t) + \left(\frac{T_{\oplus}}{T} - \frac{1}{2m}\right) [z(t) - z(t - T)].$$

Здесь W(t) — оценка среднего за интервал T значения сковетра

z(t) — выходная величина фильтра, на вход которого пос процесс V(t); конец интервала T полагается совпадающим следним отсчетом.

Достоинство первого метода — простота (хотя для станци ществление рассматриваемой коррекции трудности не пре ляет), достоинство второго — существенно большая точности

Для первого метода имеет место оптимальное значение по ной времени T_{Φ} входного фильтра, при котором дисперсия п ности минимальна. Соответствующие зависимости для опт ного значения $T_{\Phi}\left(\alpha = \frac{T_{\Phi}}{T}\right)$ и минимальной приведенной дис

 $D_{\min} = \frac{\delta_{\min}^2}{\sigma_V^2}$ при экспоненциальной корреляционной функции

юм аналого-дискретном фильтре представлены на рис. 4 и юте [3]. Согласно рис. 4, полученное для рассматриваемо чи значение в при m=5 и m=10 весьма близко к β_m , т. є ихудшему случаю, когда минимальная погрешность D_{min} пр юм т достигает своего максимального значения. Отношени

10⁻³ m= 5 B=10 m = 5 $\beta = 30$ m=10 B =10 m=10 B= 30 0.4 0,6 0,8 1,0 1,2 am

Рис. 1.

средней квадратической по грешности б при оптималь ном выборе постоянной вре мени Тф к оу приближенно равно при m = 1 11%, при m=5 6,5%, при m=10 4% Соответствующие оптималь ные значения $T_{
m d}$ равны 7,2 1,54 и 0,73 мин.

Согласно рис. 5, при m= =5 и m=10 рассмартивае мое значение в лежит в об ласти, где оптимальное значение Тф существенно зависит от β. С другой стороны, корреляционная функция $R_x(t)$ скорости ветра всегда известна с невысокой точностью, т. е. может существенно отличаться от используемой при расчете. Поэтому представляет интерес влияние на дисперсию погрешности при выбранном α отпараметра клонения ß OT расчетного (для которого $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$). В настоящей статье на рис. 1 изображены рассчитанные на ЦВМ зависимости дисперсии $D = \sigma^2$ от *а* · *m* в области значений *а*,

их к α_{оет}, для m=5, m=10 и β=10, β=30 (т. е. в интереэй нас области β). Из рисунка видно, что отклонение β от гного значения может приводить к заметной дополнительной пности (особенно при больших т, где кривая в области оптименее полога). Например, при m=10 и расчетном значении имеем $\alpha_{\text{опт}} = 0.06$ и $D_{\text{min}} = 0.953 \cdot 10^{-3}$; при этом же α , но $\beta = 30$)сия $D = 2,008 \cdot 10^{-3}$, т. е. возрастает более чем вдвое и заметвосходит $D_{\min} = 1,658 \cdot 10^{-3}$ при $\beta = 30$ и при оптимальном вы-. При m=5 количественный эффект меньше. Таким образом, /щественно неточном знании β погрешность может заметно тать и, в частности, превосходить максимальное значение $\mathcal{D}_{\min m}$), определяемое по рис. 4 в работе [3]. эним полученные результаты. Математическое ожидание ско-



рости ветра $M_{v} \neq 0$. Полагая, что максимальная величина оті ния $\frac{\sigma_{v}}{M_{v}} \approx 0,3$ и учитывая, что среднее за интервал *T* при бол $\beta(\beta=24)$ достаточно близко к M_{v} , для среднего квадратиче значения относительной методической погрешности измерения ней скорости ветра получим: $\sigma_{p} \approx 0,3 \frac{\delta}{\sigma_{v}} = 0,3 \sigma$, что для *m*, ра 1, 5 и 10, составит около 3,5; 2 и 1,2%. Полагая максимальну грешность $\sigma_{m}=3\sigma_{p}$, приходим к следующему выводу: использо рассматриваемого осреднения с равными весами при m=5 и дает максимальную погрешность порядка 6 и 3,6%. В метес гической практике обычно применяется $\sigma_{m}=2\sigma_{p}$, при этом м мальная погрешность (4 и 2,4%) не превышает допустимой. сте с тем указанная методическая погрешность, особеннс m=5, предполагает повышенные требования к другим соста щим погрешности.

Иначе обстоит дело при использовании второго метода было показано в [3], для идеального случая (стабильного $T_{\rm ch}$ сутствия погрешностей отсчетов) при увеличении $T_{\rm op}$ погреш монотонню уменьшается и при $\alpha \to \infty$ $\sigma \to 0$. Для m=5 и m=1 $\alpha > 1$ приближенно получим (рис. 2 в [3]):

$$\sigma = \frac{0.85}{\alpha} \% \quad \text{M} \quad \sigma = \frac{0.26}{\alpha} \%.$$

Из выражений (1) можно получить приближенные (зав ные) значения погрешности и для меньших α ; при $\alpha = 0,5$ = 5 мин) для $m = 5 \sigma_m = 1,5\%$, для $m = 10 \sigma_m = 0,5\%$. Таким об уже при m = 5 и достаточно малом α получаем приемлемое зн методической погрешности.

Для рассматриваемого метода необязательно знать точнс чение β (для идеального случая), поскольку зависимость дис от α при всех β имеет монотонно убывающий характер. Дос но при известном возможном диапазоне изменения β выбр рис. 2 [3] максимальное значение $f(\beta, m)$ для этого диа и им пользоваться при расчетах (например, при $10 < \beta < 30$ и $4 \cdot 10^{-6} < f(\beta, m) < 7 \cdot 10^{-6}$).

Выше рассматривался идеальный случай. Отличие посто времени фильтра от ее расчетного значения и учет погреш измерений может заметно изменить полученные результат Это особенно существенно для второго метода.

Поскольку нормируется максимальная погрешность изм средней скорости ветра, при анализе влияния нестабильно следует рассматривать максимальную дисперсию погрешнос заданном диапазоне возможной нестабильности T_{ϕ} . Для п метода примем расчетное значение $\alpha(\alpha_0)$ равным $\alpha_{\text{опт}}$, а мальную относительную погрешность постоянной $T_{\phi} \gamma_m = (\gamma = \frac{T_{\phi} - T_{\phi_0}}{T_{\phi_0}})$. Тогда из рис. 1 получим, что при m = 10 и имальная дисперсия погрешности возрастает по сравнения nin примерно на 10%, при β=30 эта цифра меньще (≈6%) м образом, при использовании первого метода к стабильности эянной времени фильтра особенно высоких требований не ъявляется.

ри использовании второго метода к близости постоянной вре к расчетному ее значению предъявляются более высокие тре ния. Вопрос об оптимальном выборе фильтра исходя из кри в минимума максимальной дисперсии погрешности при огра нии диапазона $|\gamma|$ или осредненной дисперсии при заданной эрспи нестабильности D_{γ} рассмотрен в [4]. Как отмечалоск], при относительно малой нестабильности для первого кри и можно приближенно воспользоваться результатами, полу ими для второго критерия, если принять $\gamma_m^2 = D_{\gamma}$.

эспользуемся кривыми, представленными на рис. 3 и 4 в ра-[4], для определения значения $\alpha_{\text{опт}}$ и соответствующего ему мального значения дисперсии D_{\min} при $D_{\gamma} = 3 \cdot 10^{-3}$ (что соствует равномерному распределению γ в диапазоне $\pm 9,5\%$ $\gamma_m \approx 5,5\%$). При $\beta = 24$ получим:

и $m = 5 \alpha_{0 \text{пт}} \approx 1.4$ ($T_{\Phi} = 14$ мин) и $D_{\min} \approx 2.1 \cdot 10^{-4}$,

и $m = 10 \alpha_{\text{опт}} \approx 0.35$ ($T_{\Phi} = 3.5$ мин) и $D_{\text{min}} = 1.25 \cdot 10^{-4}$.

3 рис. З видно, что для указанных *m* и β минимум является выраженным, т. е. весьма близок по величине к предельному нию (при $\alpha \rightarrow \infty$); поэтому выбор α в области минимума дочно произволен. Для рассматриваемой задачи целесообразно $\alpha \ll \alpha_{\text{опт}}$, поскольку при этом уменьшается влияние случайной шности и упрощается реализация фильтра.

ким образом, максимальная нестабильность фильтра поряд-% существенно уменьшает возможности второго метода. При $\sigma_{\min} = 1,45\%$, при $m = 10 \sigma_{\min} = 1,1\%$, т. е. увеличение *m* незнаьно уменьшает погрешность. Однако при $m = 10 \alpha_{\text{опт}}$ сущестменьше, чем при m = 5, что важно.

полученной погрешности следует прибавить погрешности от . Для иллюстрации последовательности расчета рассмотрим ие лишь одной составляющей погрешности, а именно случайогрешности измерений. Примем, что в отсчеты вносятся неированные между собой и с измеряемым процессом случай-

эгрешности с приведенной дисперсией $D_y = \frac{\delta_y^2}{\sigma_V^2} = 8 \cdot 10^{-6}$ (что

авномерном распределении соответствует диапазону $\pm 0.5\%$ этом случае из [4] при $D_{\tau} = 0$ получим

$$m = 5 \alpha_{000} = 1.49$$
 и $D_{\min} = 7.4 \cdot 10^{-5}$.

 $m = 10 \alpha_{\text{ont}} = 0.81 \text{ H} D_{\text{min}} = 2.2 \cdot 10^{-5}.$

жно указать, что случайная погрешность обычно содержит ім образом не мультипликативную, а аддитивную погрешт. е. не зависящую от значения измеряемого сигнала. Поотношение D_y будет возрастать с уменьщением средней сковетра. Например, если средняя квадратическая случайная югрешность измерений станции 0,06% всей шкалы (50 м/с), т $\frac{\sigma v}{M_V} = 0,3$ в верхней части шкалы $D_y \approx 4 \cdot 10^{-6}$, а при скорости (10 м/с D_y уже порядка 1,4 · 10⁻⁴ (но при этом, как отмечалос нижаются и требования к относительной точности измерений). гез фильтра с учетом изменения по шкале величины погреш и требований к точности сложности не представляет.

Примем при m=5 $\alpha=0,5$, а при m=10 $\alpha=0,35$ и найдем регирующую погрешность измерений.

При m=5 и $\alpha=0,5$ находим сумму трех слагаемых: дисп **для** $\gamma=0$ ($\approx 3\cdot 10^{-4}$), члена $D_{\gamma}\cdot f_{1}(\alpha)$ ($\approx 10^{-4}$), учитывающего ние нестабильности T_{Φ} , и члена $\left(\frac{2m-1}{2m^{2}}+2\alpha^{2}\right) D_{y}$ [4]. Таким зом, результирующая погрешность с учетом всех указанных торов $\sigma=2\%$, $\sigma_{m}=1.8\%$.

Аналогично, при m = 10 и $\alpha = 0.35$ $\sigma \approx 1.15\%$, $\sigma_m \approx 1\%$.

Таким образом, при использовании второго метода и бильности T_{ϕ} , не превышающей 5,5%, полученная максима погрешность является приемлемой (1,8 и 1%). Увеличивая триния к стабильности T_{ϕ} , можно уменьшить эту погреш При осреднении с равными весами максимальная погреп при $m=5\div10$ близка к допустимой. Предварительные резулистытания подобного датчика оказались лучше полученны расчете, поскольку отношение $\frac{\sigma_V}{M_V}$ при испытаниях было за меньше расчетного.

В заключение приведем некоторые соотношения для ср за интервал T=2 мин, которое в ряде случаев представляет стоятельный интерес. В этом случае $\beta=T \cdot a=4,8$ и m=1 или (интервал между измерениями тот же: 2 или 1 мин). Для п метода при m=1 $\alpha_{\text{опт}}=0,64$ ($T_{\Phi}=1,28$ мин) и $\sigma_m=17,3\%$, при $\alpha_{\text{опт}}=0,31$ ($T_{\Phi}=0,62$ мин) и $\sigma_m=11,4\%$. При использовании 1 коррекции погрешности по результатам измерений на концах вала, $T_{\Phi}=5$ мин ($\alpha=2,5$) и $D_{T}=D_{y}=0$ получим при m=1 $\sigma_m \approx$ при m=2 $\sigma_m \approx 1,4\%$.

Совершенно аналогично могут быть получены результат среднего направления ветра. Согласно [2], корреляционная ция направления ветра может быть приближенно предст в виде $R_{\varphi}(t) = \sigma_{\varphi}^2 e^{-\alpha_1|t|}$, где $\alpha_1 = 0,12$ с⁻¹. В этом случае при нении за интервал T = 10 мин $\beta = 72$, за интервал T = 2 мин β Поскольку заданная погрешность измерения среднего напра ветра постоянна по шкале ($\pm 10^{\circ}$) и σ_{φ} можно считать не щим от φ (либо брать максимальное значение σ_{φ}), будем максимальную погрешность измерений в виде $\sigma_m = 3\sigma_p = 3 \frac{\delta}{\sigma}$

Если T = 10 мин, для первого метода при $m = 5 \alpha_{\text{опт}} = 0.18$ = 1,84 мин), $\sigma_m = 14,5\%$, при $m = 10 \alpha_{\text{опт}} = 0.096$ ($T_{\phi} = 0.96$ $\sigma_m = 11,5\%$; для второго метода при $T_{\phi} = 5$ мин, $D_{\gamma} = D_y = 0$) $\sigma_m = 4,6\%$ и $\sigma_m = 1,8\%$ соответственно. Если T = 2 мин, для го метода при m = 1 Т_{ф. опт} = 1,39 мин, $\sigma_m = 19\%$, при m = 2.=0,7 мин, $\sigma_m = 10,5\%$; для второго метода при $T_{\phi} = 5$ мин, и m = 2 $\sigma_m = 4,8\%$ и $\sigma_m = 1,3\%$ соответственно.

пножая полученные относительные значения погрешности на ее квадратическое значение флуктуаций направления ветра, жно получить величину максимальной погрешности в граду-Іапример, при $\sigma_{\varphi} = 30^{\circ}$, T = 10 мин и m = 5 погрешность для го и второго методов составит 4,5 и 1,4°, что вполне прием-

ссмотренный метод построения датчиков средних значений гавляется весьма перспективным. Вопросы технической реаии подобных датчиков и их погрешности следует рассмотреть эпо.

ЛИТЕРАТУРА

шин С. И., Протопопов Н. Г. Датчик параметров ветра.— Труды ГО, 1966, вып. 199.

очков В. Ю., Суражский Д. Я., Сыйко А. А. Частотный анализ аботы приемников ветроизмерительных приборов. М., Гидрометеоиздат, 964.

син С. М. Анализ погрешности нахождения средних по результатам яда дискретных опросов инерционного прибора, Труды ГГО, 1971, ып. 259.

син С. М., Щепановская Л. А. Об учете нестабильности параметов инерционного прибора и погрешностей измерений при нахождении рединх по ряду отсчетов. Труды ГГО, 1971, вып. 259.

С. М. ПЕР

ІОГРЕШНОСТЬ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ПО КВАНТОВАНН ПО УРОВНЮ ДИСКРЕТНЫМ ОТСЧЕТАМ

При дискретизации метеорологических процессов возни адача нахождения интересующих нас характеристик (пром очных значений, производной и т. п.) по отсчетам исследуе роцесса. Дискретизация по времени сопровождается внесе лучайных погрешностей и квантованием по уровню (незави от того, осуществляется измерение наблюдателем или автом еским цифровым прибором).

Нахождению желаемых характеристик процесса по его) оетным отсчетам (особенно для задачи интерполяции или эко поляции) посвящено большое число работ, например [2]. Од зопрос о влиянии квантования по уровню на результирующун решность рассмотрен явно недостаточно. Проведем подобный из для общего случая, когда шкалы квантования отдельны четов могут быть различны. Подобный метод в ряде слу представляет заметный практический интерес.

Воспользуемся идеализированной моделью цифровых из ий, при которой процесс измерения принимается безынер ным. При этом квантование по уровню можно рассматривать нелинейное преобразование суммы z'_i измеряемого сигна. и помехи (случайной погрешности) y_i в момент измерени Пример такой характеристики представлен на рис. 1 *а.* z'_{ik} — значения аргумента z'_i , при которых происходит пеј к новому дискретному уровню, z''_{ik} — числовые значения, п сываемые этому уровню. В общем случае величины шагов гования по уровню $\delta_{ik} = z'_{i(k+1)} - z'_{ik}$ при разных k, как и ращений $\Delta_{ik} = z''_{i(k+1)} - z''_{ik}$ неравны между собой.

Примем, что искомая характеристика процесса V определ для момента t_0 и находится по результатам *n* измерений (в м ты $t_1, ..., t_n$). В качестве оценки используется некоторая ция W квантованных по уровню результатов измерений z_i (*i* = *n*). Погрешность $\sigma = W - V$.

Как отмечалось, для каждого из *n* измерений может бы пользована своя шкала квантования. Предлагаемый метод щем случае позволяет повысить точность измерений, но сл Более просто использовать линейные шкалы, т. е. шкалы изменным δ_i , с трансформацией от измерения к измерению ія шкалы и величины шага квантования δ_i (рис. 1 б). В даль іем рассматривается квантование с фиксированным для все: рений квантом δ и с вариацией от измерения к измереник ко сдвига шкалы; этот случай наиболее прост и может быті ма эффективен для повышения точности как при обработке льтатов ряда измерений [5, 6, 12], так и при создании авто іых измерительных приборов [11].

оложение линейной шкалы будем характеризовать началь фазой α (рис. 1 б). Численно $\frac{\alpha}{k}$ равно значению дробной



отношения суммы z'_i к кванту δ , при котором происходит од к следующему дискретному уровню (условно принимаем, а рис. 1 б и в дальнейшем квантуемая величина изменяется пазоне 0—L).

эпрос о погрешности воспроизведения по квантованным по ню отсчетам обсуждался в [3, 7] для частных случаев квания. Ниже рассматривается общий случай произвольного мноного распределения фаз квантования отдельных измерений. токазано в [5, 6], некоторые методы задания начальных фаз ляют заметно уменьшить погрешность, связанную с квантом по уровню.

эвместное распределение значений измеряемой величины x_1 , (в моменты t_1 , ..., t_n) и погрешности σ может быть представв виде

$$f_{1}(\mathfrak{a}, x_{1}, \ldots, x_{n}) = \int_{0}^{\delta} \ldots \int_{0}^{\delta} \int_{-\infty}^{\infty} \ldots \int_{-\infty}^{\infty} \omega_{\alpha}(\alpha_{1}, \ldots, \alpha_{n}) \times \\ \times \omega_{y}(y_{1}, \ldots, y_{n}) \cdot \omega_{x}(x_{1}, \ldots, x_{n}) \cdot \varphi[W(z_{1}, \ldots, z_{n}) - \\ - \alpha/x_{1}, \ldots, x_{n}] dy_{1} \ldots dy_{n} \cdot d\alpha_{1} \ldots d\alpha_{n}, \qquad (1)$$

$$z_i = \delta \cdot \mathcal{U}\left[\frac{x_i + y_i + \delta - a_i}{\delta}\right]$$

— результат цифрового измерения в момент t_i , \mathcal{U} — целая нисла, ω_{α} (α_1 , ..., α_n), $\omega_y(y_1, ..., y_n)$, $\omega_x(x_1, ..., x_n)$ — *n*-мерные гределения начальной фазы квантования, случайной погреш и измеряемой величины в моменты измерений, $\varphi(V/x_1, ..., x_n)$ повное распределение искомой характеристики V (в момент t_0 значениях измеряемой величины в моменты t_1 , ..., t_n , равнь ..., x_n :

В (1) принято, что случайная погрешность y не зависит о чения измеряемой величины x, а начальная фаза — от x и yобщего случая достаточно подставить в (1) соответствующи ловные распределения, например

$$\omega_{y}(y_{1},\ldots, y_{n}/x_{1},\ldots, x_{n}).$$

Интегрируя по всем реализациям вектора X (с компоне $x_1, ..., x_n$), из (1) несложно записать выражение для расприния погрешности σ (для заданной желаемой характеристики цесса V и произвольной функции $W(z_1, ..., z_n)$.

Рассмотрим задачу воспроизведения процесса (интерпол экстраполяции), т. е. примем $V = x(t_0) = x_0$, и в качестве W и зуем оценку вида

$$W = \sum_{i=1}^n a_i z_i.$$

В этом случае из (1) получим:

$$f(\sigma) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \int_{0}^{\delta} \dots \int_{0}^{\delta} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \omega_{\alpha}(\alpha_{1}, \dots, \alpha_{n}) \times \\ \times \omega_{y}(y_{1}, \dots, y_{n}) \omega_{x} \left(\sum_{i=1}^{n} \alpha_{i} z_{i} - \sigma, x_{1}, \dots, x_{n} \right) dy_{1} \dots \\ dy_{n} \cdot d\alpha_{1} \dots d\alpha_{n} \cdot dx_{1} \dots dx_{n},$$

где $\omega_x(x_0, x_1, ..., x_n)$ есть (n+1)-мерное распределение из мой величины, z_i определяется по (2).

Выражение (3) для распределения $f(\sigma)$ может быть за в несколько ином виде:

$$f(\sigma) = \sum_{k_1=0}^{N-1} \dots \sum_{k_n=0}^{N-1} \left\{ \int_0^{\delta} \dots \int_0^{\delta} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\delta} \dots \int_0^{\delta} \omega_a(\alpha_1, \dots, \alpha_n) \right\}$$
$$\times \omega_x \left(\sum_{i=1}^n a_i k_i \, \delta - \sigma, \, x_1, \dots, \, x_n \right) \cdot \omega_y(y_1 + k_1 \delta - x_1 - \delta + \beta)$$

$$+ \alpha_{1}, \ldots, y_{n} + k_{n} \delta - x_{n} - \delta + \alpha_{n} dy_{1} \ldots dy_{n} \times \\ \times dx_{1} \ldots dx_{n} \cdot d\alpha_{1} \ldots d\alpha_{n} \bigg\}, \qquad (4)$$

i -число квантов шкалы прибора, $k_i = \frac{z_i}{\delta}$ (i = 1, ..., n)-цеисла.

іражение в фигурной скобке в правой части (4) представсобой совместную плотность вероятности погрешности с и реатов измерений $z_1 = k_1 \cdot \delta$, ..., $z_n = k_n \cdot \delta$.

пись (3) более компактна, так как здесь суммы и интегралы инены.

выражениях (1)— (4) принимается, что влиянием эффекта аях шкалы можно пренебречь, т. е. диапазон возможного ения суммы x+y не выходит за рамки шкалы прибора .

выражения (4) можно сделать важный вывод, что квантос произвольным многомерным распределением начальных южет быть сведено к квантованию с фиксированным для змерений положением шкалы. репишем (4) в виде

$$=\sum_{k_{1}=0}^{N-1}\cdots\sum_{k_{n}=0}^{N-1}\int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{\infty}\int_{0}^{\delta}\cdots\int_{0}^{\delta}\omega_{x}\left(\sum_{i=1}^{n}a_{i}k_{i}\delta-\sigma, x_{1}, \ldots, x_{p}^{i}\right)\times \\\times \omega_{p}\left(\xi_{1}+k_{1}\delta-x_{1}-\delta, \ldots, \xi_{n}+k_{n}\delta-x_{n}-\delta\right)\times \\\times d\xi_{1}\ldots d\xi_{n}\cdot dx_{1}\ldots dx_{n},$$

 $(\varepsilon_1, ..., \varepsilon_n)$ — распределение разности векторов $Y(y_1, ..., y_n)$ 1, ..., α_n).

полученного выражения можно сделать следующий вывод: лучайная погрешность и начальная фаза не зависят друг га и от измеряемой величины, общий случай квантования игом шкал от измерения к измерению может быть сведен итованию с фиксированной для всех измерений фазой α' , аменой *n*-мерного распределения случайной погрешности ым распределением разности $y - \alpha + \alpha'$.

(3) и (4) несложно записать выражения для частных слуlапример, при отсутствии случайной погрешности достаточменить распределение случайной погрешности *n*-мерной -функцией. Соответствующие выражения для $f(\sigma)$ очевидны. эде случаев представляет интерес условное распределение ности воспроизведения при известных значениях измеряееличины в моменты отсчетов, т. е. заданной реализации ., x_n) либо известных результатах измерений $k_1 \cdot \delta, ..., z_n = k_n \cdot \delta$:

 $/X) = \int_{0}^{\delta} \dots \int_{0}^{\delta} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \omega_{\alpha}(\alpha_{1}, \dots, \alpha_{n}) \cdot \omega_{y}(y_{1}, \dots, y_{n}) \times (y_{n})$

$$\times \omega_{x}\left(\sum_{i=1}^{n} a_{i} z_{i} - \sigma/X\right) dy_{1} \ldots dy_{n} \cdot d\alpha_{1} \ldots d\alpha_{n}.$$

В (5) $\omega_x(x_0/X)$ — условная плотность вероятности измеря еличины в момент t_0 .

Условное распределение $f(\sigma/k_1\delta, ..., k_n\delta)$ равно выраж фигурной скобке в (4), деленному на вероятность полусрезультатов измерений $z_1 = k_1 \cdot \delta$, ..., $z_n = k_n \delta$. Выражение для вероятности совпадает с выражением в фигурной скобке прилене содержащегося в нем (n+1)-мерного распределени *г*-мерным распределением $\omega_x(x_1, ..., x_n)$.

Зная распределение погрешности воспроизведения, несл найти соответствующие моменты. В частности, для условного тематического ожидания погрешности несложно записать оч ное соотношение:

$$M(\sigma/X) = \sum_{i=1}^{n} a_i M(z_i/X) - M(x_0/X).$$

Выражения для моментов существенно упрощаются, если и у независимы. Тогда

$$M(\sigma/X) = \sum_{i=1}^{n} a_i M(z_i/x_i) - M(x_0/X),$$
$$(\dot{\sigma}^2/X) = \sum_{i=1}^{n} \sum_{i=1}^{n} a_i a_j M(\dot{z}_i \dot{z}_j/x_i, x_j) + M(\dot{x}_0^2/X)$$

В (6) и (7) точка сверху обозначает центрированную вє ну. Выражения для условного математического ожидания кі ванной величины M(z/x) при произвольном распределении на ной фазы приведены в [5]. Условный корреляционный м квантованных измерений

$$M(z_i z_j/x_i, x_j) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} m \cdot l \cdot \delta^2 \int_0^{\delta} \int_0^{\delta} \omega_p(\xi_i + m \delta - x_i - \delta, \xi_j + l \delta - x_j - \delta) d\xi_i \cdot d\xi_j - M(z_i/x_i) \cdot M(z_j/x_j),$$

где

М

$$\omega_{\mathbf{p}}(\varepsilon_i, \ \varepsilon_j) = \int_0^{\delta} \int_0^{\delta} \omega_{\alpha}(\alpha_i, \ \alpha_j) \cdot \omega_{\mathbf{y}}(\varepsilon_i + \alpha_i, \ \varepsilon_j + \alpha_j) \ d \ \alpha_i \ d \ \alpha_j$$

— двумерное распределение разности y—а для моментов ни t_i и t_j . ыражения для математического ожидания погрешности либс адрата могут быть получены из (6) и (7) путем осреднения ем реализациям X, например:

$$(\sigma^2) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \left[M^2(\sigma/x_1, \dots, x_n) + M(\sigma^2/x_1, \dots, x_n) \right]$$

зультат цифрового измерения z_i может быть представлен е

$$z_i = x_i + \mu_i = x_i + y_i + \beta_i,$$

 $x_i = погрешность квантования по уровню суммы <math>(x_i + y_i), i + \beta_i - суммарная погрешность$ *i*-того измерения, складываюи из случайной погрешности и погрешности квантования пою. В ряде случаев могут представлять интерес статистиче $характеристики не погрешности <math>\sigma$, а непосредственно оценки и или дополнительной погрешности от влияния квантования овню $\sum_{i=1}^{n} a_i \beta_i$ или квантования по уровню и случайной поости $\sum_{i=1}^{n} a_i \mu_i$. Распределения и моменты указанных сумм вные и безусловные) могут быть получены из приведенных выражений; для этого характеристику V следует принять и соответственно нулю,

 $\sum_{i=1}^{n} a_i(x_i + y_i) \quad H \sum_{i=1}^{n} a_i(x_i) \quad (1)$

частности, для первого и третьего случаев достаточно \mathbf{s}^{i} (3) ить распределение $\omega_{x}(\sum_{i=1}^{n} a_{i}z_{i} - \sigma, x_{1}, ..., x_{n})$ произведениями ..., x_{n}) на $\delta_{1}[\sum_{i=1}^{n} a_{i}z_{i} - \sigma]$ и $\delta_{1}\left[\sum_{i=1}^{n} a_{i}(z_{i} - x_{i}) - \sigma\right]$, где $\delta_{1}(\tau)$ і-функция. ализ дополнительной погрешности, вызываемой квантовано уровню сволится к развиситу третьеть

но уровню, сводится к варианту третьего случая (квантоваез случайной погрешности, но с заменой распределения измой величины распределением суммы x+y). Соответственно разуются и выражения для моментов.

тановимся подробнее на возможных методах выбора начальазы квантования. В общем случае фазы *n* измерений преднот зависимые случайные величины, распределенные в инте 0—8. При анализе погрешности цифровых измерений освнимание уделено двум крайним случаям: квантонанию сированной начальной фазой α_k , общей для всех измерений, квантованию с независимыми случайными начальными и, распределенными равномерно или по произвольному за 1, 3, 5, 8, 9]. Оба эти метода практически реализуются в ци ых приборах. Для одиночных измерений квантование со слу ой фазой приводит к возрастанию погрешности по сравн квантованием с фиксированной фазой $\alpha' = -\frac{\delta}{2}$, но при с отке результатов ряда измерений первый метод может привс повышению точности.

Особый интерес представляет изменение начальной фазі сетерминированному закону [5]. При этом возможен ряд вај ов. Наиболее простой: фазы α_1 , ..., α_n заданы заранее, т. е. с икалы от измерения к измерению полностью задан. Второј иант: используется *m* комбинаций начальных фаз α_1 , ... о случайным (например, равновероятным) выбором комбин (впрочем, возможен и детерминированный переход от комбин к комбинации). Третий вариант: использование случайного с, серий из *n* заданных начальных фаз либо вариаций каждой з серии.

Каждый из этих методов позволяет получить определє преимущества, на которых здесь мы останавливаться не б Реализация методов трудностей не представляет. В целом ис зование подобных алгоритмов квантования с детерминир ным либо комбинированным (заданным сплюс случайным) х гером сдвига шкалы от измерения к измерению в ряде сл позволяет заметно повысить точность воспроизведения по кі ванным значениям.

Выражения для распределения $f(\sigma)$ для каждого из рас ренных вариантов квантования могут быть получены из (3 (4) подстановкой соответствующего *n*-мерного распределени чальной фазы. Например, при заданных значениях нача. фаз $\alpha'_1, ..., \alpha'_n$ выражение (3) может быть представлено в

$$f(\sigma) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \omega_{y}(y_{1}, \dots, y_{n}) \times$$

 $\times \omega_{x} \left[\delta \sum_{i=1}^{n} a_{i} \cdot \mathcal{U}\left(\frac{x_{i}+y_{i}+\delta-\alpha_{i}'}{\delta}\right) - \sigma, x_{1}, \ldots, x_{n} \right] \times$

 $\times dy_1 \ldots dy_n \cdot dx_i \ldots dx_n$

Частным случаем (8) является квантование с фиксиров шкалой ($\alpha'_i = \alpha', i = 1, ..., n$). Второй вариант — многомерноє ретное распределение начальных фаз — обычно характери использованием сравнительно небольшого числа комбина и может быть представлен в виде взвешенной суммы выра (10). Для варианта со случайным сдвигом γ (в области M_1) эминированной серии *n* начальных фаз можно записать:

$$f(\sigma) = \int_{M_1} f_2(\gamma) \cdot f_1(\sigma) d\gamma,$$

^г₁(σ) определяется выражением (10), но с заменой α, $f_2(\gamma)$ — плотность вероятности сдвига γ ; практически це образно равномерное распределение у в диапазоне $0 - \frac{6}{n}$ [5] спользовать квантование со сдвигом шкалы от измерения мерению, в частности, интересно для случая, когда измеряе величина за время между измерениями меняется относи ю мало. Этот случай является характерным для точных изме й, когда обработка результатов используется для уменьшения ийных погрешностей. При анализе погрешности кванто и при принятом допущении удобно воспользоваться разло ем измеряемой величины в интересующей нас временной сти в ряд, например, вида $x = x_{\rm H} + at + bt^2 + ...$. В этом случає нение по реализациям Х сводится к осреднению по парамет*x*_н, *a*, *b* и т. д. Подобное разложение удобно и при анализе лической погрешности осреднения. При этом достаточно про айти суммарную погрешность с учетом квантования по уровптимально выбрать момент, при отнесении к которому резульэсреднения погрешность минимальна и т. д.

раничиваясь тремя членами разложения, запишем выражеля распределения погрешности

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \omega(x_{\mathbf{H}}, a, b) \cdot \left\{ \int_{0}^{\delta} \dots \int_{0}^{\delta} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \omega_{\alpha}(\alpha_{1}, \dots, \alpha_{n}) \times \right. \\ \times \omega_{\mathbf{y}}(y_{\mathbf{1}}, \dots, y_{n}) \cdot \delta_{\mathbf{1}} \left[\sum_{i=1}^{n} a_{i}z_{i} - x_{\mathbf{H}} - at_{0} - bt_{0}^{2} - \sigma \right] \times \\ \times dy_{1} \dots dy_{n} \cdot d\alpha_{1} \dots d\alpha_{n} \left\} dx_{\mathbf{H}} da db,$$
(11)

— момент, для которого ищется значение процесса, z_i опрегся по выражению (2), но с подстановкой значения x_i , рав $x_{\rm H} + at_i + bt_i^2$; $\omega(x_{\rm H}, a, b)$ — плотность вероятности случайных ин $x_{\rm H}$, a, b. В качестве последних могут быть взяты, в частзначения измеряемого процесса и его производных.

гражение в фигурных скобках в (11) — условное распредепогрешности $f(\sigma/x_{\rm H}, a, b)$.

гражения для условных математического ожидания и диси погрещности $M(\sigma/x_{\rm H, a, b})$ и $M(\sigma^2/x_{\rm H, a, b})$ могут быть весьма) получены из (6) и (7); осредняя по $x_{\rm H}$, a, b, получим безные моменты. Эти выражения могут быть использованы для нального выбора способа квантования (характера сдвига и), весовых коэффициентов a_i , величины шага квантования о уровню δ , абсциссы t_0 и для решения ряда других задач, икающих при статистической обработке квантованных по ю результатов измерений. Например, оптимальные весовые п оициенты a_i могут быть найдены (при заданных остальных тетрах) из системы уравнений

$$\frac{\partial M(\sigma^2)}{\partial a_i} = 0 \quad (i = 1, \ldots, n).$$

Для некоторых задач характер обработки известен (напр среднение с заданными весами) и представляет интерес м(0, при привязке к которому результата обработки дисперси решности минимальна; этот момент может быть найден из нения

$$\frac{\partial M(\check{\sigma}^2)}{\partial t_0} = 0.$$

Наряду с подобным общим (не зависящим от z_i , i=1, датированием результата, возможен и индивидуальный выб для конкретных результатов данной серии измерений. В случае минимизируется условная дисперсия $M(\sigma^2/k_1\delta, ..., k_n\delta)$ бо $M(\sigma^2/W)$.

Нередко при изучении влияния квантования по уровню в зультат статистической обработки ряда измерений измервеличина за время осреднения может быть принята неизмен Соответствующие выражения для погрешности могут быть н ны как частный случай рассмотренных выше выражений, н мер распределения $f(\sigma)$ и $f(\sigma/x)$ из [11].

Некоторые выражения для моментов $M(\sigma/x)$, $M(\sigma^2/x)$, $M(\sigma^2)$ для случая равных весов a_i и квантования с фиксир ной фазой и с независимыми случайными фазами получены, н мер, в [5, 8], а для квантования с детерминированным изме ем начальной фазы — в [5].

Приведенные выше выражения могут быть использовани анализа погрешности квантования по уровню β либо пс ности цифрового измерения $\mu = y + \beta$. Полагая n = 1, a = 1 и 1 ным значению x в момент опроса, из (4) получим

$$f(\mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega_x(x) \sum_{j=1}^{N-1} \int_0^{\delta} \omega_p(\xi - x + j\delta - \delta/x) \,\delta_1(j\delta - x - \mu) \,d\xi \,dx.$$

В (12) погрешность y принята зависящей от x, ω_p (= $\int_{0}^{\delta} \omega(\alpha) \omega_y(\varepsilon + \alpha/x) d\alpha$ — условная плотность вероятности ра: $y - \alpha = \varepsilon$.

Из (12) видно, что квантование с произвольной фазой быть сведено к квантованию с фазой $\frac{\delta}{2}$ при погрешности *у*—Таким образом, при анализе можно воспользоваться общим ражениями для моментов, заменив характеристическую фу погрешности *у* произведением характеристических функциі $\frac{\delta}{2} - \alpha$.



(13) и (12) видно, что при квантовании со случайной фаожно пользоваться выражениями для количества информари квантовании с фиксированной фазой, но с заменой :) распределением $\omega_p(\varepsilon/x)$. В частности, при аддитивной іной погрешности при δ и $\sqrt{D_y}$ много меньших среднего атического значения измеряемой величины $\sqrt{D_x}$, условная ия результатов измерений приближенно равна [10]:

$$H(Z/X) \approx -\int_{-\infty}^{\infty} \Theta(t) \log \Theta(t) dt - \log \delta, \qquad (14)$$

(*t*) — плотность вероятности величины *t*, равной *y*— α + γ ; учайная величина, равномерно распределенная в диапазоне Другими словами, количество информации, получаемое при вом измерении, может быть приближенно найдено как ково информации в аналоговой системе, но с дополнительной ивной погрешностью $\tau = \gamma - \alpha$, имеющей плотность распреде $f_1(\tau) = \frac{1}{\delta} [F(-\tau + \delta) - F(-\tau)]$, где $F(\alpha)$ — интегральный заспределения начальной фазы α . Приведенное соображение позволяет в ряде случаев сувенно упростить вычисления. Например, выражение для I_Z , свантовании с равномерно распределенными фазой и поюстью может быть получено из выражения для I_Z , дпри ф оованной фазе и распределении погрешности по закону Сина [10], поскольку в этом случае имеет место композиция о ковых распределений. Для приближенного нахождения Hможно воспользоваться выражением для энтропии какого гипового закона распределения, обладающего близким к ра делению $\Theta(t)$ коэффициентом, связывающим энтропию со ним квадратическим значением распределения.

Из (14) видно, что при квантовании со случайной ($H(Z/X) \neq 0$ даже при отсутствии случайной погрешности, что зано с неоднозначностью получаемого кода. На рис. 2 прив графики для $I_{Z, X}$ при квантовании с фиксированной (I) и р мерно распределенной (II) фазами при равномерном распрении x и y (с плотностями $\frac{1}{L}$ и $\frac{1}{a}$).

Соответствующие выражения для количества получаемо формации для двух указанных случаев квантования имеют

$$I_{Z,X} = \begin{cases} \log \frac{L}{a} - \frac{1}{2 \ln 2} \frac{\delta}{a} & \text{при } \delta \leq a, \\ \log \frac{L}{\delta} - \frac{1}{2 \ln 2} \frac{a}{\delta} & \text{при } \delta \geq a \end{cases}$$

$$I_{Z,X} = \begin{cases} \log \frac{L}{\delta} + \frac{\beta^2}{12} \log \frac{\beta}{2-\beta} - \frac{1}{6 \ln 2} (3+5\beta-\beta^2) + \\ + \log \left(1-\frac{\beta}{2}\right) + \frac{\sqrt{\beta(4-\beta)^3}}{2} \log \frac{2-\sqrt{\beta(4-\beta)}}{2+\sqrt{\beta(4-\beta)}} & \text{при } \beta \leqslant 1 \\ \log \frac{L}{a} + \frac{2}{\beta} \left\{ -1 - \frac{4}{3 \ln 2} + \frac{4\sqrt{2}}{3} \log (\sqrt{2}+1) - \\ - \frac{2-\beta}{2} \log \left(-1+2\beta-\frac{\beta^2}{2}\right) - \frac{2\sqrt{2}}{3} \log \frac{\sqrt{2}+2-\beta}{\sqrt{2}-2+\beta} - \\ - \frac{(4\beta-\beta^2)^{3/2}}{12} \log \frac{\sqrt{4\beta-\beta^2}+2-\beta}{\sqrt{4\beta-\beta^2}-2+\beta} - \frac{2-\beta}{9 \ln 2} \times \\ \times \left(9-3\beta+\frac{3\beta^2}{4}\right) \right\} & \text{при } 1 \leqslant \beta \leqslant 2, \\ \log \frac{L}{a} - \frac{\delta}{a} \left[2 + \frac{\delta}{3 \ln 2} - \frac{4\sqrt{2}}{3} \log (3+2\sqrt{2})\right] \\ & \text{при } \beta \geqslant 2, \end{cases}$$

где $\beta = \frac{a}{\delta}$.

И

Количество информации во II случае (при одинаковых *L* для одиночных измерений, очевидно, меньше.

В заключение необходимо отметить, что, несмотря на

Я сложность рассматриваемых алгоритмов квантования, ическое использование их трудности не представляет, как стично показано в [5, 11-14].

добные алгоритмы позволяют существенно уменьшить влияэгрешности квантования по уровню и благодаря этому знаьно увеличить квант δ (т. е. уменьшить число квантов N, ь до N=1 [6, 11, 13]) и упростить измерительный преобразо-» и устройство обработки.

циональный выбор N и алгоритма квантования позволяет в ряде случаев уменьшить динамическую и случайные поости. Вопросы эффективности и реализации различных споквантования следует рассмотреть отдельно.

ЛИТЕРАТУРА

нин-Барковский И. В., Смирнов Н. В. Теория вероятностей математическая статистика в технике. М., Гостехиздат, 1955.

идин Л. С. Объективный анализ метеорологических полей. Л., Гидро-

етеонздат, 1963. нброт Н. М. О методической ошибке цифрового измерения случай-эго процесса. — Автометрия, 1968, № 2. П. Кулерман А. М. О выборе шага квантования по

овню и по времени при цифровом осреднении.— Автометрия, 1967, № 4.) син С. М. Квантование по уровню при цифровых измерениях.— Авто-стрия, 1969, № 2.

син С. М. Некоторые вопросы статистической обработки результатов мерений.— В кн.: «Информационные методы в системах управления, изэрений и контроля». Владивосток, 1968.

имов В. М. Статистические характеристики погрешности цифрового спроизведения. — В кн.: «Информационные методы в системах управлеия, измерений и контроля». Владивосток, 1968.

имов В. М. Ошибки квантования по уровню при цифровых измере-ях. — Автометрия, 1967, № 6.

син С. М. Информационные характеристики цифровых измерительных стем. — В кн.: «Автоматический контроль и методы электрических измений», т. 2. Новосибирск, «Наука», 1965. син С. М. Количество информации при цифровом измерении.— Измери-

льная техника, 1964, № 7.

син С. М. Способ преобразования напряжения в цифровой код с двухупенчатым уравновешиванием. Авт. свид. СССР № 282769 от 15/IX 38 г., Бюллетень изобретений, № 30, 1970.

Harris. Random Time-Modulation of the Main Band for Increased Acacy in Digital Range Mearurement. IRE Trans. Aeron. and Navig. Electiics, 1956, vol. 3 No. 2.

син С. М. О погрешности и новых методах цифровых измерений.гометрия, 1971, № 4.

огдин Э. И. Повышение точности преобразования временных интерюв в цифровой код методом корреляционного усреднения. — Автометрия, 9, № 2.

С. М. ПЕРСИИ, Л. А. ШЕПАНОВ

АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ МДМ

1.1.1

В точных измерительных системах широкое распростра получили МДМ — усилители, т. е. усилители постоянного (УПТ), построенные по структурной схеме: модулятор — у тель переменного тока — демодулятор — фильтр. Позволяя чительно уменьшить дрейф, подобные усилители по сравн с другими схемами УЛТ обладают и сушественным недоста невысоким быстродействием. Поэтому большой интерес пред ляют динамические характеристики подобных усилителей и к висимость от выбора параметров.

В настоящей статье исследуется динамика однотактного лителя МДМ для различных режимов его работы.

При анализе усилитель МДМ следует рассматривать как литудно-импульсную систему II рода (АИСИ) [4], причен большинства схем усилителей со скачкообразно и периоди изменяющимися параметрами. Анализ систем II рода (т. е. сі в которых амплитуды импульса меняются в соответствии с щим значением модулирующего напряжения, а не определ только мгновенными его значениями в равноотстоящие ди ные моменты времени) сложен и не позволяет ввести поняті редаточной функции, удобное для инженерных приложений этому в дальнейшем приближенно рассмотрим усилителн амплитудно-импульсную систему I рода со ступенчатой аппј мацией сигнала внутри интервала коммутации (замыкания размыкания ключей модулятора и демодулятора). Могут рассмотрены различные способы такой замены.

Наиболее предпочтительным является описание усилител последовательного соединения двух амплитудно-импульснь стем, первая из которых (модулятор — усилитель) І рода, рая (демодулятор — фильтр) — ІІ рода. Покажем, что при комбинированном описании может быть введено понятие п точной функции.

Изображение сигнала на выходе разомкнутого уси. в смысле дискретного преобразования Лапласа запишется

$$U_{\scriptscriptstyle \mathrm{Bbix}}(q,\ arepsilon) = \int\limits_{\gamma_1}^{\gamma_2} K_2(q,\ arepsilon - \lambda) U_1(q,\ \lambda) \, d\, \lambda$$

где $K_2(q, \varepsilon)$ — передаточная функция второй амплитудно-им ной системы, рассматриваемой как AUCI при условии, что и я модуляция мгновенными импульсами; $U_1(q, \varepsilon)$ — сигнал на де первой АИСІ; q — оператор Лапласа; $\gamma = \gamma_2 - \gamma_1$ — интерподключения сигнала (демодулятором) ко входу фильтра $\gamma < 1$). В большинстве практических схем $\gamma = 0,5$. Принимая вс ание, что

$$U_1(q, \varepsilon) = U_{\text{BX}}(q, 0) \cdot K_1(q, \varepsilon),$$

 $J_{\mathtt{BX}}(q, 0) - D$ -преобразование входного сигнала, $K_1(q, \varepsilon) - x_1(q, \varepsilon)$ аточная функция первой амплитудно-импульсной системы,



Рис. 1.

атриваемой как АИСІ, для изображения сигнала на выхоилителя будем иметь

$$U_{\text{BLIX}}(q, \varepsilon) = U_{\text{BX}}(q, 0) \cdot \int_{\gamma_1}^{\gamma_2} K_2(q, \varepsilon - \lambda) \cdot K_1(q, \lambda) d\lambda.$$

)и этом

$$K(q, \varepsilon) = \frac{U_{\text{BiJX}}(q, \varepsilon)}{U_{\text{BX}}(q, 0)} = \int_{\gamma}^{\gamma_{\text{E}}} K_2(q, \varepsilon - \lambda) \cdot K_1(q, \lambda) d\lambda$$
(1)

едаточная функция усилителя.



угой возможный подход, менее строгий, заключается в заобеих АИСІІ на АИСІ. Однако в этом случае анализ нео упрощается, так как появляется возможность рассматриотдельно каждую из амплитудно-импульсных систем. Присравнение обоих подходов и некоторый анализ. Схема однотактного усилителя МДМ с параллельными пятором и демодулятором (основанными на шунтировании с па), представлена на рис. 1 (K_1 и K_2 — ключи модулятора модулятора, Y— усилитель переменного тока, R_4C_3 — вых фильтр). Для упрощения задачи примем, что входное сопрот ние усилителя $R_{\text{вх}} \gg R_1$, $R_2 \gg R_3$ и $R_4 \gg R_2 + R_3$. При этом м пренебречь периодическим скачкообразным изменением пар ров усилителя (постоянных времени заряда емкостей C_1 , C_2 при коммутации ключей K_1 и K_2). Ниже будет рассмотрен 1 случай использования указанного изменения параметров у геля для повышения его быстродействия.

С учетом принятых допущений усилитель МДМ по рис. 1 но рассматривать как две соединенные последовательно а гудно-импульсные системы первого рода с постоянными пар рами непрерывных частей (АИС₁ и АИС₂ на рис. 2). Эквива ная схема усилителя приведена на рис. 2 (ИЭ — импул элемент с мгновенными импульсами, K_{ϕ} и $K_{\rm H}$ — передаточные ции формирующего звена, описывающего используемый ви проксимации реального сигнала, и непрерывной части). рассматриваются передаточные функции усилителя по рис. двух режимов работы: синфазной и противофазной комму модулятора и демодулятора и проводится их анализ и ставление.

При ступенчатой аппроксимации передаточные функции мирующих звеньев запишутся в виде

$$K_{\Phi 1}(p) = K_{\Phi 2}(p) = \frac{1 - e^{-\gamma pT}}{p},$$

где *T* — период коммутации ключа, замкнутого в течение периода у. Передаточные функции непрерывных частей быть представлены как

$$K_{\rm H\,1}(p) = \frac{kT_1\,T_2\,p^2}{(T_1\,p+1)\,(T_2\,p+1)}, \quad K_{\rm H\,2}(p) = \frac{1}{T_3\,p+1},$$

где $T_1 = C_1 R_{\text{вк}}$, $T_2 = C_2 R_3$, $T_3 = R_4 C_3$, k — коэффициент уси усилителя переменного тока, который предполагается час независимым.

Перейдем к безразмерной форме записи, полагая $p = -\epsilon$

$$\overline{\omega} = \omega T$$
, $\beta_1 = \frac{T}{T_1}$, $\beta_2 = \frac{T}{T_2}$, $\beta_3 = \frac{T}{T_3}$.

При этом приведенные передаточные функции перепи

$$K_{\Phi}(q) = \frac{1 - e^{-q \, \Upsilon}}{q} \cdot T,$$

$$K_{H \, 1}(q) = \frac{k \, q^2}{(q + \beta_1) \, (q + \beta_2)}$$

$$K_{H \, 2}(q) = \frac{\beta_3}{q + \beta_3}.$$

 a_{1}^{+1}

सम्बद्धाः । तः चित्रः ак известно, если $K_{\rm H}(q)$ имеет простые полюсы и может быт: ставлено как частное двух полиномов $K(q) = \frac{P(q)}{Qq}$, выраже иля передаточной функции в смысле дискретного преобразо и Лапласа амплитудно-импульсной системы с мгновенными льсами (K_{Φ} =1) представляется в виде

$$K(q, \varepsilon) = \sum_{\gamma=1}^{m} c_{\gamma} \frac{e^{q}}{e^{q} - e^{q_{\gamma}\varepsilon}} e^{q_{\gamma}\varepsilon}, \quad 0 \leqslant \varepsilon \leqslant 1,$$
(5)

c — число полюсов, $c_v = \frac{P(q)}{TQ'(q)} \Big|_{q=q_v}$

нашем случае для первой амплитудно-импульсной системы о записать

$$(q) = K_{\Phi}(q) \cdot K_{\mathfrak{H}1}(q) = K_{\mathfrak{H}1}^{1}(q) \cdot (1 - e^{-q \tau}) = \frac{kqT(1 - e^{-q \tau})}{(q + \beta_{1})(q + \beta_{2})}, \quad (51)$$

гом (5') и соотношения

$$D^*\{e^{-q\,\lambda}\cdot F(q,\,\varepsilon) = \begin{cases} e^{-q}\cdot F(q,\,1+\varepsilon-\lambda), & 0 \leqslant \varepsilon \leqslant \lambda \\ F(q,\,\varepsilon-\lambda), & \lambda \leqslant \varepsilon \leqslant 1 \end{cases}$$
(6)

ервой амплитудно-импульсной системы получим

$$\varepsilon) = D^{*}\{K_{1}(q)\} = \begin{cases} \frac{k \beta_{1}}{\beta_{1} - \beta_{2}} \cdot \frac{e^{q} - e^{-\beta_{1}(1-\gamma)}}{e^{q} - e^{-\beta_{1}}} e^{-\beta_{1} \varepsilon} - \\ -\frac{k \beta_{2}}{\beta_{1} - \beta_{2}} \cdot \frac{e^{q} - e^{-\beta_{2}(1-\gamma)}}{e^{q} - e^{-\beta_{2}}} e^{-\beta_{1} \varepsilon}, \quad 0 < \varepsilon < \gamma, \\ \frac{k \beta_{1} e^{q}}{\beta_{1} - \beta_{2}} \left[\frac{e^{-\beta_{1} \gamma} - 1}{e^{q} - e^{-\beta_{1}}} e^{-\beta_{1}(\varepsilon-\gamma)} - \\ -\frac{\beta_{2}}{\beta_{1}} \cdot \frac{e^{-\beta_{2} \gamma} - 1}{e^{q} - e^{-\beta_{2}}} e^{-\beta_{2}(\varepsilon-\gamma)} \right], \quad \gamma < \varepsilon < 1. \end{cases}$$
(7)

я второй амплитудно-импульсной системы аналогично по-

$$K_{2}(q) = K_{\Phi}(q) \cdot K_{H2}(q) = \frac{\beta_{3} T}{q(q + \beta_{3})} (1 - e^{-q \gamma}),$$

$$K_{2}(q, \varepsilon) = \begin{cases} 1 - \frac{e^{q} - e^{-\beta_{3}(1 - \gamma)}}{e^{q} - e^{-\beta_{3}}} e^{-\beta_{3}\varepsilon}, & 0 \le \varepsilon \le \gamma, \\ \frac{e^{q}(1 - e^{-\beta_{3} \gamma})}{e^{q} - e^{-\beta_{3}}} e^{-\beta_{3}(\varepsilon - \gamma)}, & \gamma \le \varepsilon \le 1. \end{cases}$$
(8)

цее выражение передаточной функции разомкнутого усив режиме синфазной коммутации определяется как произе передаточных функций:

$$K(q, \varepsilon) = K_1(q, 0) \cdot K_2(q, \varepsilon).$$
(9)

иченное в такой форме выражение является неудобным именения, так как не позволяет воспользоваться при анапизе систем, составной частью которых является усилитель годом логарифмических частотных характеристик (л.а.х.). поженный в [5] метод *w*-преобразования позволяет наг представить совпадение частотных характеристик импул и эквивалентной ей некоторой непрерывной системы в об низких частот и их расхождение в области частот, соизмер с частотой коммутации.

Положим в (7) $\varepsilon = 0$, $q = j\omega$ и воспользуемся ω -преобр нием:

$$w = \frac{e^{j \omega T} - 1}{e^{j \omega T} + 1} = j \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2}, \quad e^q = \frac{1 + w}{1 - w},$$

$$K_{1}(w, 0) = \frac{k \beta_{1}}{\beta_{1} - \beta_{2}} \cdot \frac{1 - e^{-\beta_{1}(1-\gamma)}}{1 - e^{-\beta_{1}}} \cdot \frac{1 + w \operatorname{cth} \frac{\beta_{1}(1-\gamma)}{2}}{1 + w \operatorname{cth} \frac{\beta_{1}}{2}} - \frac{1}{1 + w \operatorname{cth} \frac{\beta_{1}}{2}}$$

$$-\frac{k\beta_2}{\beta_1-\beta_2}\cdot\frac{1-e^{-\beta_2(1-\gamma)}}{1-e^{-\beta_2}}\cdot\frac{1+w\operatorname{cth}\frac{\beta_2(1-\gamma)}{2}}{1+w\operatorname{cth}\frac{\beta_2}{2}}$$

Полагая $\gamma = 0,5$, как наиболее часто встречающийся в пра случай, учитывая, что при T_1 и T_2 , бо́льших 0,5T, cth $\frac{\beta_1}{2} \equiv$ cth $\frac{\beta_2}{2} \equiv \frac{2}{\beta_2}$ и разлагая экспоненты в ряды при малых β_1 упростим последнее выражение:

$$K_{1}(\boldsymbol{w}) = \frac{k[0,5\beta_{1}\beta_{2} + (\beta_{1} + \beta_{2})\boldsymbol{w} + 4\boldsymbol{w}^{2}]}{\left(1 + \frac{2}{\beta_{1}}\boldsymbol{w}\right)\left(1 + \frac{2}{\beta_{2}}\boldsymbol{w}\right)\beta_{1}\beta_{2}}$$

Аналогично преобразуется $K_2(q, 0)$:

$$K_2(w) = \frac{\gamma(1-\omega)}{1+\frac{2}{\beta_3}w}.$$

Используя в качестве независимой переменной псевдсту [3]

$$\lambda = \frac{2}{T} \cdot \frac{w}{j} = \frac{2}{T} \operatorname{tg} \frac{w T}{2},$$

с учетом (11), (12) и (9) запишем общее выражение для даточной функции разомкнутого усилителя при синфазной мутации модулятора и демодулятора:

$$K(j\lambda) = k \frac{[1+j\lambda(T_1+T_2)+(j\lambda)^2 2T_1 T_2] \left(1-j\lambda \frac{1}{2}\right)}{4(1+j\lambda T_1) (1+j\lambda T_3) (1+j\lambda T_2)}.$$

Из (13) следует, что для частот $\omega \ll \frac{\pi}{2T}$ $\lambda \equiv \omega$, т. е. до ч. в 4 раза меньшей частоты коммутации, логарифмическая я характеристика усилителя (при принятых выше допуще может трактоваться как л.а.х. некоторой непрерывной мы, параметры которой ясны из (14). На рис. З приведен при югарифмической амплитудной характеристики $|K(j\lambda)|$ одно ого усилителя для синфазной коммутации ключей при сле их данных: T=0.25 мс, $T_2=10$ мс, $T_1=80$ мс; $T_3=1$ с (кри-

١.



Рис. 3.

5— симфазная коммутация, $T_1=0.08$ с, $T_3=1$ с, $T=10^{-4}$ с; 2, 3 и 4— противофазная мутация, $T_1=0.08$ с, $T_3=1$ с, $T=10^{-4}$ с; $I-T_2=0.01$ с, $2-T_2=0.01$ с, $3-T_2=2\cdot 10^{-3}$ $4-T_2=2\cdot 10^{-4}$ с, $5-T_2=2\cdot 10^{-4}$ с.

иссмотрим поведение л.а.х. в низкочастотной области. Как из (14), при $0.2 < \frac{T_1}{T_2} < 5.8$ в числителе выражения имеем ательное звено и провал на частоте $\omega' = \frac{1}{\sqrt{2T_1 T_2}}$. При 5,8 либо $\frac{T_1}{T_2} < 0.2$ в числителе получаются два апериодичезвена, с постоянными

$$T'_{1,2} = \frac{4T_1 T_2}{T_1 + T_2 \pm \sqrt{T_1^2 - 6 T_1 T_2 + T_2^2}}.$$

едует отметить, что в низкочастотной области, где $\lambda \cong \omega$ и поим сомножителем в числителе выражения (14) можно пречь, полученная передаточная функция имеет качественно ый характер с результатами, полученными В. И. Анисимо-1] другим способом. Наклон полученной амплитурно-частотарактеристики в низкочастотной области при $\omega > \frac{1}{T_1}$, $\omega > \frac{1}{T_2}$
составляет 20 дб на декаду. Кривые рис. З характеризуют дение системы только в моменты съема (ε=0). Аналогично но построить семейство характеристик для различных фиксиј ных 0 ≪ ε ≪1. В случае противофазной коммутации общая передат

В случае противофазной коммутации общая передат функция усилителя определится в виде

$$K(q, \varepsilon) = \begin{cases} K_1(q, \gamma) \cdot e^{-q} \cdot K_2(q, 1 + \varepsilon - \gamma), & 0 < \varepsilon < \gamma, \\ K_1(q, \gamma) \cdot K_2(q, \varepsilon - \gamma), & \gamma < \varepsilon < 1. \end{cases}$$

При $\gamma = 0,5$ и $\varepsilon = 0$, принимая во внимание (7) и (8), зап $K(q, 0) = \left[\frac{k \beta_1 \left(e^{-\frac{\beta_1}{2}} - 1\right)}{(e^q - e^{-\beta_1})(\beta_1 - \beta_2)} - \frac{k \beta_2 \left(e^{-\frac{\beta_2}{2}} - 1\right)}{(e^q - e^{-\beta_2})(\beta_1 - \beta_2)}\right] \cdot e^q \cdot \frac{1 - e^{-\frac{\beta_3}{2}}}{e^q - e^{-\beta_3}}$

Переходя в последней формуле к *w*-преобразованию, чим:

$$K(w, 0) = k' \frac{(1+w)(1-w)(1+w\delta')}{\left(1+w \operatorname{cth} \frac{\beta_1}{2}\right)\left(1+w \operatorname{cth} \frac{\beta_2}{2}\right)\left(1+w \operatorname{cth} \frac{\beta_3}{2}\right)},$$

где -

$$k' = k \frac{1 - e^{-\frac{\beta_2}{2}}}{1 - e^{-\beta_2}} \cdot \frac{\beta_1 \left(1 - e^{-\frac{\beta_1}{2}}\right) (1 - e^{-\beta_2}) - \beta_2 \left(1 - e^{-\frac{\beta_2}{2}}\right) (1 - e^{-\beta_1})}{(\beta_1 - \beta_2) \left(1 - e^{-\beta_1}\right) (1 - e^{-\beta_2})}$$
$$\delta' = \frac{\beta_1 (1 + e^{-\beta_2}) \left(1 - e^{-\frac{\beta_1}{2}}\right) - \beta_2 (1 + e^{-\beta_1}) \left(1 - e^{-\frac{\beta_2}{2}}\right)}{\beta_1 (1 - e^{-\beta_2}) \left(1 - e^{-\frac{\beta_1}{2}}\right) - \beta_2 (1 - e^{-\beta_1}) \left(1 - e^{-\frac{\beta_2}{2}}\right)}.$$

Переходя к псевдочастоте и разлагая экспоненты в ряд малых β₁, β₂ и β₃ приближенно будем иметь

$$K(j\lambda) = -\frac{k[j\lambda(T_1 + T_2) + 1]\left(1 + j\lambda\frac{T}{2}\right)\left(1 - j\lambda\frac{T}{2}\right)}{4(1 + j\lambda T_1)(1 + j\lambda T_2)(1 + j\lambda T_3)}.$$

Пример амплитудной характеристики для тех же значе T_2 и T_3 , что и в случае синфазной коммутации, также приве рис. 3 (кривая 2). Как видно из выражения (17), в отли режима синфазной коммутации, начиная с $\lambda_2 \cong \frac{1}{T_2}$ (при T л.а.х. имеет наклон 40 дб на декаду, что может затрудня билизацию усилителя в схемах с отрицательной обратной

Такой же качественный результат в области низких получен В. И. Анисимовым [1] для схемы с переменными метрами при условии, что постоянные времени заряда и да емкостей модулятора и демодулятора и емкости ф гораздо больще периода коммутации. Следует отметить, допущение (применительно к емкостям модулятора и де в известной мере предполагается и в приведенном анализа условие допустимости замены второй системы II рода им ной системой I рода со ступенчатой аппроксимацией сиг в интервале коммутации). Более общие результаты получены при использовании выражения (1).

ажно отметить, что увеличение β_1 и β_2 (т. е. уменьщение по ных времени усилителя) приводит к сдвигу участков с на эм 40 дб на декаду в область более высоких частот, т. е бствует расширению полосы усилителя при противофазной утации (рис. 3, кривые 2, 3, 4). Практически при достаточнс х постоянных времени усилителя (уже при T_1 или T_2 порядчастотные характеристики усилителя при синфазной и проразной коммутации достаточно близки, и полученный в [1] с о лучших динамических характеристиках усилителя с сини коммутацией оказывается несправедливым. При таких T_1 коэффициент передачи усилителя переменного тока уменья незначительно и подобный выбор параметров для усили

МДМ с противофазной коммутацией может представлять ес. Случай еще меньших T_1 и T_2 (β_1 или β_2 больше 1) на 3 не показан, так как здесь принятые выше допущения неедливы. Воспользовавшись (1), получим более строгое выие для передаточной функции; это выражение может быть ьзовано и при малых T_1 и T_2 .

ссмотрим особенности такого подхода по сравнению с вышеенным на примере противофазной коммутации. При этом (1) ишется:

$$S_{\text{IIII}}(q, \varepsilon) = \begin{cases} e^{-q} \int_{\gamma}^{1} K_2(q, 1+\varepsilon-\lambda) \cdot K_1(q, \lambda) d\lambda, & 0 \leq \varepsilon \leq \gamma, \\ \int_{\gamma}^{1} K_2(q, \varepsilon-\lambda) \cdot K_1(q, \lambda) d\lambda + l^{-q} \int_{\varepsilon}^{1} K_2(q, 1+\varepsilon-\lambda) K_1(q, \lambda) d\lambda, & \gamma \leq \varepsilon \leq 1, \end{cases}$$
(18)

 (q, ε) для различных ε определяется формулами (7), а для з) при учете (4) и (5) запишем

$$K_2(q, \varepsilon) = \frac{\beta_3 e^{q-\beta_3 \varepsilon}}{e^q - e^{-\beta_3}}, \quad 0 \leqslant \varepsilon \leqslant 1.$$
(19)

=0 и ү=0,5 окончательно получим

$$\mathfrak{sut}(q, 0) = \frac{k \beta_3 e^q}{(\beta_1 - \beta_2) (e^q - e^{-\beta_3})} \left[\frac{\left(1 - e^{-\frac{\beta_1}{2}}\right) \left(e^{-\frac{\beta_3}{2}} - e^{-\frac{\beta_1}{2}}\right)}{(e^q - e^{-\beta_1}) (\beta_3 - \beta_1)} - \frac{\left(1 - e^{-\frac{\beta_2}{2}}\right) \left(e^{-\frac{\beta_3}{2}} - e^{-\frac{\beta_1}{2}}\right)}{(e^q - e^{-\beta_2}) - (\beta_3 - \beta_1)} \right].$$
(20)

Переходя к *w*-преобразованию, получим формулу (16), о в ней вместо k' и б' будем иметь:

$$k'' = \frac{\beta_3 \left[\beta_1 A_1 B_1 (\beta_3 - \beta_2) \left(1 - e^{-\beta_2} \right) - \beta_2 A_2 B_2 (\beta_3 - \beta_1) \left(1 - e^{-\beta_1} \right) \right]}{(1 - e^{-\beta_1}) \left(1 - e^{-\beta_2} \right) \left(1 - e^{-\beta_2} \right) \left(\beta_1 - \beta_2 \right) \left(\beta_3 - \beta_1 \right) \left(\beta_3 - \beta_2 \right)},$$

$$\delta'' = \frac{\beta_1 A_1 B_1 (\beta_3 - \beta_2) \left(1 + e^{-\beta_2} \right) - \beta_2 A_2 B_2 (\beta_3 - \beta_1) \left(1 + e^{-\beta_1} \right)}{\beta_1 A_1 B_1 (\beta_3 - \beta_2) \left(1 - e^{-\beta_2} \right) - \beta_2 A_2 B_2 (\beta_3 - \beta_1) \left(1 - e^{-\beta_1} \right)}.$$

3 **I**ECL $A_1 = 1 - e^{-\frac{\beta_1}{2}}, A_2 = 1 - e^{-\frac{\beta_2}{2}}, B_1 = e^{-\frac{\beta_3}{2}} - e^{-\frac{\beta_1}{2}},$

$$= e^{-\frac{\beta_3}{2}} - e^{-\frac{\beta_1}{2}}.$$

Анализируя последние формулы, можно оценить погреш вызванную допущением о том, что вторая АИС — первого Можно отметить, что, в отличие от δ' , δ'' в формуле (20") за от β_3 , хотя при β_3 , β_1 и β_2 , много меньших 1, эта зависи слабая.

Несложно убедиться, что при β_3 , β_2 и β_1 , много меньш выражения (16') и (20') и соответственно (16") и (20") б т. е. оба подхода, как и следовало ожидать, дают одина результаты: коэффициенты передачи $k' = k'' \cong \frac{1}{4}$, а точки и л.а.х. $\delta' = \delta'' \cong \frac{2(T_1 + T_2)}{T}$, и приходим к формуле (17).

С уменьшением одной из постоянных времени T_1 или T_2 личением β_1 или β_2) форма напряжения на выходе демоду, начинает отличаться от прямоугольной, и рассматриваемый приближенный подход приводит к неправильным результатам сту коэффициента передачи (при $\beta_2=0,2$, $\beta_3=0,1$ и $\beta_1=0,5$ кс циент передачи возрастает на 10%, при $\beta_1=1$ — на 22% по с нию с k'=0,25). При $\beta_1 \rightarrow \infty$ и малых β_2 и β_3 коэффициент kа точка излома л.а.х., как следует из формулы (16"), опреде большей из постянных времени (T_2).

В случае более точного подхода расчет по формуле дает уменьшение коэффициента передачи с ростом β_1 или | $\beta_1 \rightarrow \infty k'' \rightarrow \frac{1}{\beta_1}$. Приведем некоторые результаты расчета: пр =0,2, $\beta_3=0,1$ и $\beta_1=1$ $k'' \approx 0,25$, при $\beta_1=2$ k''=0,248, при k''=0,2, при $\beta_1=5$ k''=0,16. При этом δ'' определяется по нему бо́льшей постоянной времени T_2 . Физически полученн зультаты вполне понятны. При малом β_3 и большом значе (или β_1) импульсы на выходе демодулятора близки к экс циальным и коэффициент передачи усилителя в установин режиме будет определяться отношением среднего значен следовательных экспоненциальных импульсов к их амп. При $3T_1 < \frac{T}{2}$ это отношение приближенно равно $\frac{T_1}{T} = \frac{1}{\beta}$ и было получено выше. Ошибочные результаты для первс тода в этом случае (в области малых T_1) связаны с з ненциальных импульсов прямоугольными импульсами дли остью $\frac{T}{2}$ и той же амплитудой.

зражения для обоих рассматриваемых подходов могут бытн нительно уточнены, если использовать более точную стутую аппроксимацию сигнала для АИМ II (при которой л в интервале замыкания ключа заменяется прямоугольным восом, соответствующим значению сигнала не в начальной, редней точке интервала) [4] либо полигональную аппроксио.

тановившиеся значение сигнала и уровень пульсации на се при воздействии единичного скачка сигнала для усилибез обратной связи можно определить, положив в (9) или) q=0. При наличии активной обратной связи передаточная ия усилителя

$$K_{0,c}(q, \varepsilon) = \frac{K(q, \varepsilon)}{1 + \beta_{0,c} K(q, 0)}$$

заключение рассмотрим один способ повышения быстродейусилителя [2]. Положим, что фильтр может быть представквивалентной схемой с переменными параметрами. К такой илентной схеме приводится, в частности, схема с последоваим демодулятором, в которой конденсатор фильтра быстро ается через малое сопротивление при замкнутом ключе и медразряжается на большое сопротивление нагрузки при разоми ключе демодулятора.

спользуемся результатами, полученными в [4] с помощью изменения масштаба для АИС І рода.

редаточная функция фильтра со скачкообразно изменяюпараметром (имеющим значения β' во время импульса и β'' импульсами, причем $\beta'' < \beta'$) в случае ступенчатой аппрокии запишется в виде

$$K_{2}(q, \varepsilon) = \begin{cases} 1 - \frac{e^{q} - e^{-\beta''(1-\gamma)}}{e^{q} - e^{-\beta'\gamma - \beta''(1-\gamma)}} e^{-\beta'\varepsilon}, & 0 \leqslant \varepsilon \leqslant \gamma, \\ \frac{(1 - e^{-\beta'\gamma})e^{q}}{e^{q} - e^{-\beta''(1-\gamma)}} e^{-\beta''(\varepsilon-\gamma)}, & \gamma \leqslant \varepsilon \leqslant 1. \end{cases}$$
(21)

і синфазной коммутации

$$K_2(q, 0) = 1 - \frac{e^q - e^{-\beta'(1-\gamma)}}{e^q - e^{-\beta'\gamma - \beta''(1-\gamma)}}.$$
 (22)

агая у=0,5 и переходя к псевдочастоте, имеем

$$K_{2}(j\lambda) = \frac{e^{-\frac{\beta''}{2}} - e^{-\frac{\beta'+\beta''}{2}}}{1 - e^{-\frac{\beta'+\beta''}{2}}} \cdot \frac{1 - j\lambda \frac{T}{2}}{1 + j\lambda \frac{T}{2} \operatorname{cth} \frac{\beta'+\beta''}{4}},$$

іри малых β' и β"

$$K_2(j\lambda) \cong \frac{T''}{T''+T'} \cdot \frac{1-j\lambda \frac{T}{2}}{1+j\lambda \frac{2T'T''}{T'+T''}}.$$

Как видно из последней формулы, точка перегиба л.а.х алых β' и β'' определяется частотой $\omega' = \frac{T' + T''}{2T'T''}$ и при разл ¹ и Т["] полоса пропускания зависит в основном от меньшей 1 тоянных времени (постоянной заряда емкости).

Малый уровень пульсации обеспечивается большой посто азряда емкости. Для доказательства этого определим ампл апряжения пульсаций в установившемся режиме на выход ой АИС при подаче на ее вход единичного скачка сигнала.

Принимая во внимание (22), запишем

 $\Delta u_2 = u_2(0, 0) - u_2(0, \gamma) = \frac{(1 - e^{-\beta' \gamma}) [1 - e^{-\beta' (1 - \gamma)}]}{1 - e^{-\beta' (\gamma - \theta'' (1 - \gamma)}]},$

при $\gamma = 0.5$ и малых β' и β''

1.11 .13

64.

C 111 - S

$$\Delta u_2 \simeq - rac{eta' eta''}{2(eta' + eta'')}.$$

Три $T'' > T' \Delta u_2 \simeq \frac{T}{2T''}$, т. е. степень фильтрации определ большей из постоянных времени — постоянной разряда ем фильтра. Таким образом, может быть получена малая ампл пульсаций с частотой модуляции при высоких динамических : теристиках усилителя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Анисимов В. И. Сравнительный анализ частотных характеристик ус постоянного тока типа МДМ для двух режимов его работы. — Авто и телемеханика, 1962, т. 23, № 1.

2. Арховский В. Ф. Исследование структур демодуляторов МДМ-сі В кн.: «Коммутация и преобразование малых сигналов», ЛДНТП,

3. Бессекерский В. А., Федоров С. М. Синтез следящих систем с выми вычислительными машинами методом логарифмических амплі

характеристик. Изв. АН СССР, ОТН Энергетика и автоматика, 19 4. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. М., Физматге 5. Johnson G. W., Lindorff D. P., Nordling C. G. A. Extension (nuous data system design techniques to sampled data control system Transactions 1055 vol. 74. No Transactions 1955. vol. 74, No. 2.

Б. И. ПРОТОПОПОВА

АНЕМОМЕТРЫ С АНТИГОЛОЛЕДНЫМ ОБОГРЕВОМ

писываемые в статье анемометры разработаны для измерения кального профиля ветра на метеорологических станциях же на телевизионных вышках высотой до 500 м.

хническое обслуживание анемометров на телевышках сопрясо значительными трудностями. Поэтому к ним предъявляютобования высокой надежности, обеспечивающей безотказностны и сохранность метеорологических характеристик анемоне менее одного года без профилактического обслуживания. Советском Союзе и за рубежом разработано большое колиоветском Союзе и за риборов, построенных на использовазращающихся — чашечных или винтовых — чувствительных нтов [1, 2, 3, 5]. В последние годы отдается предпочтение анебометрам с воздушными винтами, которые имеют некоторые оологические и аэродинамические преимущества по сравнечашечными приборами [6]. Однако в тех случаях, когда т измерять только скорость ветра (направление не измеря-

использовать винтовой ветроприемник, для которого необо наличие флюгарки для установки винта в воздушном понецелесообразно. В этом случае следует использовать чашечнемометр, свойства которого несколько хуже, но конструкция простая. Для обеспечения высокой надежности работы такой метр должен удовлетворять следующим основным требова-(кроме общих, предъявляемых ко всем анемометрам):

обладать высокой механической прочностью с учетом работы эком диапазоне скоростей ветра.

сохранять градуировку в течение длительного времени (не одного года).

иметь первичный преобразователь с вероятностью безотказботы в течение года не менее 0,9.

иметь средства защиты от гололеда, изморози и мокрого

иболее трудновыполнимым является последнее требование. но, что гололед и изморозь, которые откладываются на анее (особенно на вращающемся чувствительном элементе), ют его аэродинамику, искажают показания; при больших ниях прибор перестает работать и даже ломается. На рис. 1 ны чашечные анемометры, покрытые гололедом. Анемо-



Рис. 1. Случаи покрытия чашечных анемометров гололедом. На 350-метровой мачте в Обнин-ске (вверху) и на СП-5 в Арктике

(внизу).



метры, используемые в практике градиентных измерений (ко ный анемометр М-25 и другие), обладают недостаточной м ческой прочностью и надежностью контактов и не имеют с борьбы с гололедными отложениями.

Известно, что в Японии создавались винтовые анемој метры с антигололедным подогревом. В этих приборах эл питание к винтовому ветроприемнику подается с помощью зящих контактов. Недостатками такой конструкции ЯBJ недолговременная работа из-за подгорания контактов И] чувствительность за счет дополнительного момента трения Такие анеморумбометры могут быть применены в основно

рения больших скоростей ветра начиная с 3—5 м/с. В част 1, упомянутые анемометры использовались в Японии на сет мового оповещения.

Главной геофизической обсерватории им. А. И. Воейков разработаны и налажен выпуск небольших партий анемс ов М-92 в 1967 г. [5] и М-92М в 1970 г., удовлетворяющи изложенным требованиям. В дальнейшем с целью увеличени жности работы и эффективности антигололедного обогрев



Рис. 2. Анемометр М-92 и счетчик импульсов.

заменен контактный преобразователь, улучшена электричесхема и усилена мощность подогревателя. Анемометр М-92 тся чашечным прибором (рис. 2) и предназначен для измесредней скорости ветра за выбранный интервал времени правило, за 10 мин). Число оборотов ветроприемника сниия редуктором. На выходной оси редуктора крепится постоянмагнит. Герметизированный контакт (геркон) находится под том и замыкается им 2 раза за один оборот. Цена одного иса при измерении средней скорости за 10 мин равна 0,1 м/с. елы измерения средней скорости составляют 0,6—50 м/с. пьная чувствительность — не более 0,5 м/с. Число импульсов а время осреднения либо подсчитывается с помощью , ромеханического счетчика, входящего в комплект анемометра, аписывается с помощью регистратора импульсов типа Краснодарского ЗИП). Надежность работы контактного преователя обеспечивается применением герметизированного ко а от безякорного реле. Для предохранения контактов от орания электромеханический счетчик подключается к анемог



Рис. 3. Принципиальная электрическая схема анемометр M-92 со счетчиком.

через транзисторную спусковую схему (рис. 3), которая осуляет формирование кратковременного импульса и исключает ное срабатывание счетчика при дриблинге контакта.

При замыкании контакта K заряжается конденсатор C. 1 ряда создает падение напряжения на делителе R1-R2, част напряжения подается на базу транзистора $\Pi\Pi$ и открывас При этом срабатывает электромагнит \mathcal{M} , включенный в к тор транзистора. После того как конденсатор зарядится, ток R1-R2 прекращается и транзистор закроется. Время, в т которого транзистор будет открыт, определяется только пс ной времени C, R1-R2 и не зависит от продолжительности кания геркона K (даже в случае остановки анемометра при нутом контакте). Цепочка C, R1-R2 защищает схему от лс срабатывания при наличии дриблинга контактов. Постоянна мени C, R_1-R_2 выбирается несколько больше времени срас ния электромагнита. опротивление *R3* служит для разряда конденсатора пр мкнутом контакте. Для предохранения от обледенения прибо снабжен обогревателем, расположенным в верхней части кор Подогретый воздух поднимается вверх и под действие робежной силы по спицам подается внутрь чашек. Мощност гревателя может устанавливаться в пределах 100—250 В. исимости от интенсивности гололедообразования.

1968 г. на Ленинградской телевизионной вышке было уста ено девять анемометров М-92 на пяти высотах (68, 104, 16-1 269 м). Эксплуатация приборов в течение трех лет показал



4. Принципиальная электрическая та анемометра М-92М и М-92-2М. их высокую надежность Ежегодные контрольны поверки в аэродинамиче ской трубе подтвердил: сохранность тарировк этих приборов в предела: $\pm (0.2 \pm 0.02 v)$ M/c. 3: года эксплуатациі три не наблюдалось ни одно го отказа приборов в ра боте. Полтора года pa ботают безотказно BO семь анемометров, уста новленных на телевыш ке в г. Минске. Получе ны положительные отзы анемомет вы о работе M-92 DOB ИЗ ДОУГИХ УГМС. Всего с 1968 г

риментальными мастерскими ГГО было выпущено и разослаі сеть ГУГМС 220 комплектов анемометров М-92. Ни одной мации от потребителя за это время не поступало. В дальнеймодернизация прибора была направлена на повышение эфівности обогрева. В результате был создан анемометр М-92М гревателями, помещенными непосредственно в чашках. новная техническая трудность, которую пришлось решать цессе разработки, — это передача электроэнергии на вращаюя часть анемометра. Скользящие контакты как наиболее прозешение были неприемлемы потому, что они обладают недоной надежностью и, главное, создают дополнительный момент я, который приводит к снижению начальной чувствительности. э того, нестабильность этого трения во времени является ником дополнительной погрешности измерений [4]. В конеччете был выбран вариант передачи энергии на ось анемос помощью кольцевого вращающегося трансформатора. Из чогических соображений в качестве магнитопровода был н ферритовый сердечник, что привело к необходимости исэвать высокочастотный источник питания (5-10 кГц). Примевысокочастотного питания позволило уменьшить габариты

Вес трансформатора, что является существенным с точки з меньшения момента инерции вращающейся части анемом Іеренос обогревателей непосредственно в чащки привел к у тению общей мощности подогревателей до 80—100 ВА. В про одернизации также решался вопрос о расширении возможн спользования анемометра М-92М для измерения мгнов



Рис. 5. Общий вид анемометра М-92М.

(максимальной) и средней скоростей ветра. В результате созданы две модификации анемометра: М-92М и М-92-2М. делы измерения скорости 1—50 м/с. Начальная чувствительно не более 0,7 м/с. Принципиальная электрическая схема с метров показана на рис. 4. Прибор М-92М безредукторный (р и может быть использован для измерения одновременно ср и мгновенной скоростей ветра в месте его установки. Анем М-92-2М с редуктором и предназначен для измерения только ней скорости ветра. Чашечные ветроприемники этих при и анемометра М-92 с аэродинамической точки зрения аналоги

азличные по конструкции; их чашки выполнены двойными ду стенками чашек проложены обогревательные элементь указывалось выше, электроэнергия для обогрева передаетс ъ чашечной вертушки с помощью вращающегося кольцевог форматора 4, статор которого закреплен в корпусе анемс а, а ротор — на оси вертушки.

бмотка ротора соединена с клеммной колодкой 3 проводом енным в пазу оси вертушки. От клеммной колодки ток про г по проводам через спицы вертушки к чашкам. Постоянны ат 2, коммутирующий геркон 5, у прибора M-92M закрепле редственно на нижнем конце оси вертушки, которая дл ышения трения опирается на шариковую опору 1. Геркон « кается дважды за один оборот чашек. Цена одного импульса измерении средней скорости ветра за 10 мин - 1/440 м/с. Значе редней за 10 мин скорости ветра определяется по формуле

$$v_{\rm cp} = \frac{1}{440} \cdot N \,\,\mathrm{m/c},$$

– число импульсов за 10 мин.

эи использовании десятичного электромеханического счетчика одсчета числа импульсов N удобно иметь цену входного има, равную 0,1 м/с. В этом случае показания счетчика в конце иминутки будут непосредственно в м/с, с точностью отсчета м/с. Для этого между анемометром и счетчиком необходимо ить пересчетное устройство (делитель частоты) 1:44. В каз такой пересчетки может быть использован шестиразрядный ный (триггерный) счетчик с обратной связью. Блок-схема э включения показана на рис. 6, где

1 — анемометр М-92-М;

?-фильтр,

формирователь импульсов,
 – пересчетное устройство, 1:44,

1 — развязывающий инвертор,

1 — электромеханический счетчик.

-фильтр необходим для предотвращения ложного срабатыпри наличии дриблинга геркона.

ли для дальнейшей обработки в вычислительное устройство эдимо вводить данные о средней скорости (например, при ении вертикального профиля на телевышках), то целесообнепосредственно считывать состояние счетчика в конце десяутки с последующим сбросом его на «нуль».

трактике метеорологических измерений принято под мгновеноростью ветра считать среднее значение за 3-5 с. При измемгновенной скорости как средней за 3 с цена одного импуль-

тавит $\frac{5}{11}$ м/с, т. е.

$$v'_{\rm mfh} = \frac{5}{11} \cdot N_1 \, \text{m/c},$$

— число импульсов за 3 с.

При измерении мгновенной скорости как средней за 5 с дного импульса будет равна $\frac{3}{11}$ м/с, т. е.

$$v''_{\rm MFH} = \frac{3}{11} \cdot N_2 \, \text{m/c},$$

де N₂ — число импульсов за 5 с.



Рис. 6. Блок-схема измерения средней и мгновенной скорости с помощью пересчетного устройства.

Для дискретного счета числа импульсов за 3 или 5 с можн юльзовать схему, аналогичную схеме на рис. 6 (без предвари юго пересчетного устройства).

Разрешающая способность электромеханического счетчика



Рис. 7. Блок-схема измерения мгновенной скорости с помощью частотомера.

измерения мгновенной скорости должна быть не менее 50 им сов в секунду (рис. 6). Практический интерес представляет измерения мгновенной скорости с помощью аналоговых пре зователей частота — постоянный ток (частота — постоянное н жение), которые известны как аналоговые частотомеры.

В качестве частотомера можно рекомендовать одну из и: ных схем конденсаторного частомера [7, 8]. Схемы конд торных частотомеров сравнительно простые и позволяют осу преобразование с погрешностью не более ± 1 %. На рис. 7 при на блок-схема измерения мгновенной скорости ветра с по ю частотомера, где \mathcal{U} — частотомер, $\mathcal{U}\Pi$ — измерительны ор, проградуированный в м/с.

змерительная схема при использовании редукторного анемс а M-92-2M будет аналогична схеме рис. З для анемометр (измерение средней скорости ветра).

о всех схемах дистанция между анемометром и измерителн устройством может быть до нескольких километров.

Заключение

озданные в настоящее время анемометры характеризуются повышенной механической прочностью и надежностью, кото обеспечивают длительную эксплуатацию прибора без профи ического обслуживания.

использованием герметизированного контакта (геркоа), ком руемого с помощью постоянного магнита, что позволило полу простой и надежно работающий первичный преобразователи в оборотов в число импульсов (частоту), при этом дистанция су анемометром и измерительным устройством может быть скольких километров.

применением бесконтактной и безмоментной передачи энер с помощью кольцевого вращающегося трансформатора, чтс возможность осуществить эффективную защиту чувствитель элемента от гололеда.

наличием безредукторной (М-92М) и редукторной (М-92-2М) фикаций анемометра, позволяющих осуществлять измерениє зенных и средних скоростей ветра с помощью различных втоях преобразователей.

ЛИТЕРАТУРА

нстантинов А. Р. Теория чашечных анемометров и ее применение к методике измерений скорости ветра и к выбору оптимальной конструкции прибора.— Сборник ЛОНТО. Приборпром, вып. 1. 1957 г.

отопопов Н. Г. Современное состояние и перспективы развития измерений параметров ветра. — Труды ВНМС, 1963, т. IX.

йко А. А., Васильев К. Н. Механические свойства чашечных анемометров.— Труды ВНИИМ, 1963, вып. 20(36).

отопопов Н. Г. Влияние моментов трения и нагрузки анемометра на точность измерения скорости ветра. – Труды ГГО, 1969, вып. 240.

эрнзат М. С. Метеорологические приборы и наблюдения. Л., Гидрометеоиздат, 1968.

отопопов Н. Г. Некоторые вопросы теории и расчета винтовых ветрочувствительных элементов.— Труды ГГО, 1966, вып. 199.

диков Ю. М.— Автоматика и телемеханика. 1962, т. XXIII, № 4.

фонов В. И. и др. Полупроводниковый конденсаторный частотомер.— Измерительная техника, 1963, № 5.

E. B. POMA

ПОЛУАВТОМАТИЧЕСКИЙ КОРРЕЛЯТОР ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРТИКАЛЬНОГО ТУРБУЛЕНТНОГО ПОТОКА ВЛАГИ

Для реализации пульсационного метода определения вертик их турбулентных переносов необходимы малоинерционные ки, фиксирующие в точке пространства мгновенные значе рактеристик состояния атмосферы (температуры, влажно орости ветра), а также нужна сравнительно сложная обрабо ключающаяся в определении осредненных на значительном енном интервале произведений пульсаций. Обработка осуще нется по двум направлениям. Первое состоит в том, что регис уются пульсации на некотором носителе, а обработка выполня эзднее, обычно с помощью вычислительной мащины. Этот эзволяет осуществлять подробную статистическую обраби спектральный, корреляционный анализ). В тех случаях, когда ой анализ не требуется и достаточно получить только велич ереносов, может быть построена сравнительно несложная апп ра, вырабатывающая осредненные синхронные произведе ульсаций (корреляторы).

Ниже описан полуавтоматический коррелятор, предназна ый для измерений вертикальных турбулентных переносов в мном слое атмосферы. Он содержит датчик пульсаций упруг одяного пара (удельной влажности) с чувствительным элемен агристором [1], фазовый акустический датчик пульсаций ве ального переноса массы [2, 3], множительное устройство, вы енное на основе фазометра акустического датчика, электрол эские интеграторы типа Х603 для выработки и регистрации ос енных величин, светолучевой осциллограф типа H700 егистрации выходных сигналов пульсационных датчиков с це оследующего статистического анализа. Предусмотрена возм ость превращения датчика пульсаций влажности в датчик пул ий температуры путем замены гигристора блоком последоват о соединенных термисторов.

Вертикальный турбулентный поток влаги, представляющий ой ковариацию пульсаций удельной влажности и вертикаль ереноса массы, может быть представлен, как известно [4], в ующем виде:

$$\overline{q'(\rho w')} = \overline{q_e(\rho w)_e} - \overline{q_e} \cdot \overline{(\rho w)_e},$$

де q_e, (оw)_e — значения флуктуаций удельной влажности



Рис. 1. Схема полуавтоматического коррелятора.

ртикального переноса массы ρω (ρ— плотность, ω— ве альная скорость воздуха), отсчитываемые от некоторых пр ольных уровней (нецентрированные величины, вырабатывае атчиками). Штрихами обозначены центрированные величины, сверху означает временное осреднение.

Структура правой части выражения (1) определяет необо ое оборудование коррелятора (одно множительное устрой

три интегратора), позвояющее выработать велиины $\overline{q_e}$, $(\overline{\rho w})_e$, $\overline{q_e}(\rho w)_e$ из ыходных сигналов датчиов.

Схема коррелятора изоражена на рис. 1. Фазовый кустический датчик имеет войную базу (излучатель И з пьезокерамики ЦТС-200 асполагается на общей с икрофонами *П1, П2* верикали, посередине между ими; микрофоны изготов-ИЗ іены пьезокерамики LTC-19). Разность фаз акутических колебаний у мирофонов $\Delta \varphi_e$ связана с изтеряемым переносом мас- (pw_e) , kak ы показано работе [2], соотношением

 $\frac{(\Delta \varphi)_e}{2\pi} = \frac{2fdc_v}{pc_p} (\rho w)_e, \quad (2)$

де f — частота колебаний ізлучателя, d — расстояние т излучателя до микрофоюв (база), c_v , c_p — удельые теплоемкости воздуха при постоянном объеме и юстоянном давлении, p атмосферное давление.

Измерение разности фаз (Δφ)_e выполняется с помощью двухканального фазометра без преобразования



Рис. 2. Временная диаграмма, поясня работу фазометра.

частоты. Временная диаграмма, поясняющая его работу, из кена на рис. 2. Усиленные напряжения микрофонов $u_{BX 1}$, u_{BX} тупают на входы соответствующих усилителей-ограничи УО1, УО2. Кроме того, напряжение $u_{BX 2}$ подается на фазовг тель ΦB , осуществляющий сдвиг по фазе на четверть пеј С выхода фазовращателя напряжение $u_{\rm Bx\ 3}$ поступает н итель-ограничитель *УОЗ*. Выходные напряжения усилителе ичителей, представляющие собой прямоугольные положители импульсы с фронтами, совпадающими с моментами смени а входных напряжений, подводятся к базам транзисторо *T4*, на которых выполнены две схемы совпадения. Кажда а совпадения состоит из двух эмиттерных повторителей с об



с. 3. Принципиальная схема УПТ.

щим нагрузочным сопротин лением $\hat{R}_{\rm H}$. Транзисторы ра ботают в ненасыщенном ре жиме, что определяет высо кое быстродействие эти ключей, и управляются им пульсами напряжения по ложительной полярности п отношению к коллекторан амплитудой, превышаю С напряжение шей питани ключей U. На выходах схем совпадения возникают на пряжения u_1 и u_2 на время

зременного воздействия на базы соответствующих пар тран ров положительных запирающих напряжений ($u_{\text{вых}1}$, $u_{\text{вых}2}$, T1, T3 и $u_{\text{вых}2}$, $u_{\text{вых}3}$ для T2, T4). Отметим, что передний г у импульсов u_1 и u_2 общий, а амплитуда равна U (при усло нто $R_{\text{H}1} = R_{\text{H}2} \ll R$). На выходах простейших усилителей посто о тока УПТ (рис. 3), выполняющих роль фильтров и усили мощности, вырабатываются средние значения напряжений u_2 :

$$U_{1} = \frac{1}{\tau} \int_{0}^{\tau} u_{1} dt = U \frac{(\Delta \varphi)_{\Phi B}}{2\pi},$$

$$U_{2} = \frac{1}{\tau} \int_{0}^{\tau} u_{2} dt = U \left[\frac{(\Delta \varphi)_{\Phi B}}{2\pi} - \frac{(\Delta \varphi)_{\ell}}{2\pi} \right],$$
(3)

 $i = \frac{1}{f}$ период колебаний излучателя U; ($\Delta \varphi_{\Phi B}$ сдвиг ювращателе.

ж в вибраторе осциллографа и интеграторе ЭИ1 определяется остью напряжений U₁ и U₂ и равен

$$I_{\mathbf{1}} = \frac{U_1 - U_2}{R_{\pi 1}} = \frac{U(\Delta \varphi)_e}{R_{\pi 1} 2 \pi}, \qquad (4)$$

пренебречь сопротивлением вибратора и интегратора.

педует подчеркнуть, что в рассматриваемой схеме ток в нае зависит только от моментов прохождения задних фронтов пьсов УО1 и УО2. Нестабильность фазового сдвига в фазоврапе ΦB , передних фронтов во всех усилителях-ограничителях заднего фронта УОЗ не отражается на точности работы с етра:

Диапазон однозначной работы акустического датчика при = 170 кГц и d=4 см составляет $\pm 15,5$ г/см² мин, что эквивалє еличине вертикальной скорости $\pm 2,2$ м/с.

В связи с работой фазометра на высокой частоте (f=170лительность импульсов усилителей-ограничителей станог равнима с длительностью фронтов, что могло бы привести к 1 ению точности. В рассматриваемой схеме влияние фронтов об ено их взаимной компенсацией. Это задние фронты импул O1, JO2, которые в силу идентичности формирующих их акже близки по форме. Это обстоятельство позволяет выраб ать в схеме фазометра произведение измеряемой разности а внешний параметр, представленный положительным напр ием, питающим нагрузочные сопротивления схем совпадения.

В корреляторе задачу выработки произведения $q_e(\rho w)_e$ ре хема на транзисторах $T1' \div T4'$, которая полностью повторяет мотренную выше схему. Отличие состоит в том, что питании рузочных сопротивлений производится выходным напряже атчика пульсаций влажности. По аналогии (4) ток в интегра И2 определяется разностью напряжений U'_1 и U'_2 и равен

$$I_2 = \frac{U_1 - U_2}{R_{\pi 2}} = \frac{u_q(\Delta \varphi)_e}{R_{\pi 2} 2 \pi},$$

де u_q — напряжение на выходе датчика пульсаций влажн (роме того, ток, пропорциональный напряжению u_q , подается обавочное сопротивление $R_{д3}$ на вибратор осциллографа и ратор ЭИЗ.

При подготовке аппаратуры к работе интеграторы зашун этся с помощью выключателя П1а—в. На интервале осредн онтакты этого выключателя размыкаются и в интеграторах апливаются величины, пропорциональные искомым членам ой части выражения (1) и длительности интервала. Отсчеты ралов выполняются после замыкания интеграторов в конце и ала осреднения. Возможность интегрирования быстроменяющ роцессов электролитическими интеграторами показана в [5].

Сорбционные электрические датчики (чувствительные эле ы), выполненные на основе пленок термообработанного полиюнитрила (ПАН), получили название гигристоров. Они выпотся опытным производством Агрофизического НИИ ВАСХІ виде стеклянных пластинок с гребенчатыми электродами, пс соторых нанесена пленка ПАН толщиной несколько десятков мметров. В отличие от широко распространенных хлористолити цатчиков, гигристоры на основе ПАН обладают целым рядом муществ, обусловленных большой химической инертностью в пувствительного вещества, а также малой инерцией (<0,1 с). бенностью гигристора является то, что он не может рабо з измерительных схемах на постоянном токе из-за явления позации, состоящего в том, что при приложении к электр эянного напряжения ток в датчике уменьшается во времен гем исчезает. Коэффициент рассеяния для одного элемент вляет 1—3 мВт на процент относительной влажности при мог ных условиях в спокойном воздухе. По паспорту более 100 г тчику подводить нельзя, так как это может привести к ег ою.

ыходной параметр гигристора — проводимость G_r связан осительной влажностью r и температурой T среды следующе симостью [6]:

$$G_{\rm r} = G_0 \exp\left[B(r - r_0) - \varepsilon \frac{T - T_0}{TT_0}\right], \qquad (6)$$

 G_0 — проводимость гигристора при температуре T_0 и относи юй влажности r_0 ; B, ε — коэффициенты. Коэффициент $B = \div 12$), $\varepsilon \approx 1000$ град.

лагочувствительная пленка ПАН наносится на сравнительн ивную, инерционную в тепловом отношении подложку. Эт одит к тому, что в динамике гигристор реагирует на относи ную влажность r_r на его поверхности, отличающуюся от влаж 1 окружающего воздуха r:

$$\boldsymbol{r}_{\mathrm{II}} = \frac{e}{E(T_{\mathrm{II}})}, \qquad (2)$$

 \hat{M}

е — упругость пара в среде (и в непосредственной близості тчику тоже), $E(T_n)$ — насыщающая упругость при темпера поверхности датчика и непосредственно прилегающего воз . Пульсации температуры поверхности, представляя собо женную температуру среды, существенно ослаблены.

[1] показано, что при реальной тепловой инерции гигристора ввляющей более 100 с, можно пренебречь пульсациями темпе ры поверхности $T_{\mathbf{n}}$. Полагая $T_{\mathbf{n}}=T_{\mathbf{n}\cdot\mathbf{o}}=\text{const}$ на интервал цнения, выполним разложение в ряд в окрестности $r_0(T_{\mathbf{n}\cdot\mathbf{o}}, e_0)$ пьзуя (7) и сохраняя в разложении члены до второй степень чительно, что позволяет оценить нелинейность датчика. По м

$$G_{\rm r} - G_{\rm 0} = \frac{G_{\rm 0}B}{E(T_{\rm n})} \left\{ (e - e_{\rm 0}) \left[1 + \frac{B}{2E(T_{\rm n})} (e - e_{\rm 0}) \right] \right\}.$$
(8)

з (8) видно, что относительная нелинейность

$$\delta = \frac{B}{2E(T_{\rm n})} (e - e_0),$$

и $e - e_0 = 1$ мб, E = 20 мб и B = 10 составляет величину 0.25 м образом, относительная нелинейность довольно велика)), в связи с чем в измерительной схеме должна быть предурена линеаризация.

писанная ниже измерительная схема позволяет простыми ствами достичь высокой чувствительности, необходимой при эдовании пульсаций, стабильности и расширения дианазона рений в область низких относительных влажностей, когда роводимость пленки ПАН сравнима с проводимостью меж оодной емкости гигристора. Отмеченные свойства могут

ояснены при помощи рис. 4. Они достигаются за счет введ измерительную схему усилителя переменного тока с боли оэффициентом усиления (чем выше коэффициент усиления, очнее и стабильнее схема), охваченного отрицательной обра вязью (о.с.) с помощью известного стабильного активного с ивления, соединяющего вход и выход усилителя. Ко входу у еля подключены объединенные концы гигристора и регулирує

езистора с проводимостью, еизменной на интервале среднения. Свободные коны гигристора и резистора юдсоединены к концам обютки трансформатора с заемленной средней точкой, зырабатывающего равные, противоположные IO · по bазе напряжения U_0 . Факччески измерительная схеиа представляет собой опеусилитель рационный на переменном токе, в котооом реализуется операция зычитания из проводимости гигристора Gr постоян-



Рис. 4. Схема для измерения прир проводимости гигристора.

ной составляющей G_0 , имитируемой при помощи регулиру резистора. Выходное напряжение в такой схеме пропорцион разности проводимостей, напряжению U_0 и величине сопрот ния обратной связи $R_{0.0}$:

$$U_{\rm BMX} = U_0 (G_{\rm r} - G_0) R_{\rm o. c.}$$

Стабильность коэффициента передачи у операционного у геля высокая, так как определяется только стабильностью п щего переменного напряжения и сопротивлений гигристора, стора и сопротивления обратной связи, но не зависит от колепараметров усилителя, если коэффициент усиления без о.с. 1 точно велик.

Такая схема практически не изменяет своей чувствитель если оба входных сопротивления (полупроводниковый преос ватель и резистор) зашунтировать произвольными, но равны величине постоянными сопротивлениями, в том числе и реакт ми; ток в сопротивлении обратной связи и, следовательно, в жение на выходе при этом не изменятся. Это имеет местиспользовании гигристора на низких влажностях; его эквива ная проводимость может быть представлена в виде суммы г лельно включенных и конструктивно неразрывных проводим (влагочувствительной пленки G_{Γ} и межэлектродной емк нение напряжения на выходе схемы определяется только из ниями проводимости влагочувствительной пленки, и схема рабо без ослабления чувствительности в условиях нунтировани стью.

а рис. 5 представлен практический вариант измерительно ы. Основными элементами этой схемы являются блок гигри в G_r , балансирующая проводимость (регулируемый резистор) ая составляется из десяти параллельно включаемых сопро ний R1-R10, сопротивление обратной связи, которое такж вляется из десяти параллельно включаемых сопротивлениі -R20, усилитель У, трансформатор Tp2, питающий измеритель схему. Вспомогательные узлы схемы, выполненные с исполь име трансформатора Tp1, транзисторов T1-T4 и делителя R23, R24, предназначены для обеспечения работы цепи

аризации и питания.

рассматриваемой схеме точки подсоединения блока гигристо балансирующей проводимости к трансформатору Tp2 сде независимыми (при помощи разделенных переключателей $\Pi 2$). Кроме того, отнощение величины сопротивления регулиру резистора к величине сопротивления обратной связи сделано янным и равным единице. Это достигнуто тем, что равные со ивления R1=R11, R2=R12, ..., R10=R20 коммутируются щессе балансировки контактными группами общих реле P1, P10.

клеммам переключателя *П2* подводятся равные по амплино противоположные по фазе напряжения (при условии, что линеаризирующей обратной связи разорвана):

Клеммы .	. 1	и 1′	2и2′	3и3′	4и4′	5и5′
Напряже- ние, В.	-	133	4	12	36	- 9 0

бозначая напряжение, подведенное к клеммам 1 и 1', как U_0 , м записать:

$$U_{\text{BX. 6}} = mU_0, \quad U_{\text{BX. r}} = nU_0, \quad G_6R_{\text{o. c}} = 1,$$
 (10)

^Iвх.б, U_{вх.г} — напряжения на ползунках переключателей П1а, соответственно, G₆ — величина балансирующей проводимости, – величина сопротивления обратной связи, m и n — коэффици-

зчальную проводимость гигристора G₀ определим таким ом, чтобы при ее достижении ток в сопротивлении обратной был равен нулю:

$$mU_0G_6 = nU_0G_0. (11)$$

олучим выражение для выходного напряжения схемы при утой цепи линеаризирующей обратной связи. Напряжение U₀



целим через величину напряжения $U_{\text{оп}}$ на стабилитроне \mathcal{A} ффициент трансформации n_1 , $U_0 = n_1 \cdot U_{\text{оп}}$. Коэффициент лине ющей отрицательной обратной связи $\varkappa = \frac{U_{0.c}}{U_{\text{вых}}}$ определяе выходного напряжения, подводимого к базе транзистора T_4 ів виду, что напряжение на выходе, согласно (9), пропорцио то току в сопротивлении обратной связи, получим:

$$U_{\text{Bbix}} = n_1 R_0 \cdot c(nG_{\text{r}} - mG_6) (U_{\text{pr}} - \varkappa U_{\text{Bbix}}). \tag{12}$$

спользуя (8) и (11), преобразуем (12), пренебрегая квадра ым членом в знаменателе, к виду

$$U_{\text{Hbix}} = \frac{n_1 U_{\text{pri}} R_{\text{o. c}} B(e - e_0) \left[1 + \frac{B}{2E(T_{\text{fr}})} (e - e_0) \right] m G_6}{E(T_{\text{fr}}) \left[1 + x n_1 R_{\text{o. c}} \frac{B}{E(T_{\text{fr}})} (e - e_0) \right] m G_6}, \qquad (13)$$

оскольку, согласно (10), $R_{0.c}$, $G_0 = 1$, а также полагая $\varkappa = \frac{1}{m}$, сократим выражения в квадратных скобках в числи и знаменателе (13) и окончательно получим

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{оп}} m n_1 \frac{e - e_0}{E(T_n)}, \qquad (14)$$

ца следует, что выходное напряжение измерительной схемь орционально изменениям упругости водяного пара с коэффи гом, не зависящим от положения переключателя П2 (величи определяющая положение П2, не входит в (14)), и от вели

балансирующей проводимости G_6 . Зависимость выходного ажения от величины *m* позволяет изменять чувствительность а к пульсациям упругости пара в фиксированное число разнашей схемы втрое), перемещая движок переключателя Πt эседнюю клемму. Три положения этого переключателя позво

перекрыть диапазон изменения амплитуды пульсаций влаж более чем на порядок при фиксированной амплитуде пульсанапряжения на выходе фазочувствительного выпрямителя

езависимость выходного напряжения от величины напряжепитающего гигристор, позволяет выбирать его величину, со зуясь только с допустимой мощностью рассеивания, используя иные позиции [1, 2], соответствующие низкому напряжению, высокой относительной влажности и последующие позиции , 5;] с высоким напряжением питания — при низкой относиой влажности.

ким образом, переключатель П2 выполняет функцию переателя диапазонов по шкале относительной влажности возпричем с оттенком рекомендуемости в том смысле, что граподдиапазонов широко перекрываются.

подднанизонов широпо перекризствения отметить, что в связи с независимостью выходного наения от положения переключателя П2 границы изменения балансирующей проводимости G_{5} , которая составляется из лельно, включаемых сопротивлений R1 - R10, значительно уж границы изменения проводимости гигристора. В частности, навливая переключатель $\Pi 2$ в положение 5, соответствующе иизщей относительной влажности, а переключатель $\Pi 1 - в$ к правое положение (см. рис. 5), соответствующее высшей чу тельности схемы, получим $U_{\text{Bx-r}}=90$ В, $U_{\text{Bx-6}}=36$ В, что со: (11), приводит к соотношению $G_{5}=2,5$ G_{r} .

Коэффициент обратной связи представляет собой фу от т. и приобредает максимальное значение при минимальн Поскольку мы используем в депи линеаризирующей обратной простейший пассивный делитель, условием осушествимости будет $\varkappa \ll 1$: Подставляя в выражение для $\varkappa = \frac{1}{2n_{*}m_{*}}$ $U_0 = U_0$ 1. JA -, сможем определить $U_{
m on}$ при минимальном $U_{
m BX.6}$ = <u>U</u>оп, <u>U</u>оп $n_1 = -$ (1111 - ≪1 в случає равенства (x=1). Пс соотношения и= 2UBX.6 Uon=8B, что позволяет применить стабилитрон Д808 в схем билизатора (Д1). При $U_{Bx.6} = 12B$ получим из того же соотно $\varkappa = 2U_{BX \cdot 0}$ ния $\kappa = 1$, $\kappa = 0.33$ и $\kappa = 0.11$ соответствуют трем положениям ключателя $\Pi 1$, ступенчато регулирующего чувствительность π и определяют соотношение между сопротивлениями делител R23, **R**24.

Конденсатор C_5 служит для компенсации собственной мер тродной емкости блока гигристоров, для чего используется п. переключателя $\Pi 2$. В схеме может использоваться любой тель переменного тока с коэффициентом усиления (при подл



Рис. 6. Принципиальная схема усилителя датчика влажност

агрузке и разорванной о.с.) несколько сотен, с входным гивлением порядка 1МОм, не возбуждающийся при включе ежду входом и выходом сопротивления обратной связи, рав закорачивающему при этом вход сопротивлению. Усилитель н переворачивать фазу входного сигнала, полоса должна порядка 1 кГц. В датчике применен усилитель, изображен а рис. 6. Фазочувствительный выпрямитель нужен для того легко разбираться со знаком пульсаций влажности. Транс-

легко разопраться со знаком пульсации влажности. Трансэтор Tp1 является выходным в преобразователе постоянного жения источника питания в переменное 400 Гц и на нем лагаются также обмотки выпрямителей для создания напряі питания усилителя Y (эти цепи для простоты не изобрана схеме). Сопротивления R1=R11, ..., R10=R20 увеличия вдвое на каждой ступени, т. е. R2 вдвое больше, чем сопроние R1, сопротивление R3 вдвое больше сопротивления R2. Цепи управления реле P1-P10, коммутирующих эти сопрония, для простоты не изображены на схеме.

схеме имеются два реле: *P11* и *P12*, предназначенные для этаования. При включении реле *P11* в положение, противопосе изображенному на схеме, происходит отключение блока сторов, разрывается цепь линеаризирующей обратной связи выходе вырабатывается напряжение, равное входному на ие 1 переключателя *П2a*, т. е.

$$U_{\text{BMX 1}} = U_0 = n_1 U_{\text{on}}.$$

ои последующем включении реле *P12* на выходе вырабатыл напряжение, равное входному на клемме 2 переключателя т. е.

$$U_{\text{Bbix 2}} = m_1 U_0 = n_1 m_1 U_{\text{out}},$$

1 определяется из соотношения напряжений на клеммах 1 и 2 лючателя $\Pi 2a$ и в нашем случае $m_1 = 3$. Образуя разность этих жений, найдем величину $n_1 U_{\text{оп}}$, которую подставим в (14). олучим

$$U_{\rm BMX} = mB \frac{e - e_0}{E(T_{\rm n})} \cdot \frac{U_{\rm BMX \ 2} - U_{\rm BMX \ 1}}{m_1 - 1}.$$
 (15)

мея в виду, что изменения удельной влажности связаны сизмеми упругости пара соотношением $\Delta q = \frac{R}{R_{\pi}\rho}$ (*e*—*e*₀) и записыазность напряжений при эталонировании в виде $\Delta U_{\text{вых}\cdot\text{эт}} = \frac{1}{12} - U_{\text{вых}}$, окончательно получим

$$U_{\text{Bbix}} = \frac{m}{m_1 - 1} B \frac{R_{\Pi} p}{E(T_{\Pi}) R} \Delta q \Delta U_{\text{Bbix. 9T}}, \qquad (16)$$

', R_{π} — удельные газовые постоянные сухого воздуха и водяпара.

эна деления шкалы выходного напряжения K_q равна

$$K_q = \frac{RE(T)_{\rm II}}{R_{\rm II} \, p \, B \, \Delta \, U_{\rm BMX, \; 9T}} \cdot \frac{m_1 - 1}{m}.$$
(17)

Умножая выходное напряжение датчика на полученное п муле (17) значение цены деления K_q , получаем сразу вел пульсаций удельной влажности. Формула (17) может такх пользоваться при определении цены деления шкалы интегр если вместо $\Delta U_{\text{вых-эт}}$ использовать соответствующий вых параметр интегратора (деления шкалы за единицу времени

Описанный датчик работоспособен в диапазоне относитє влажности 50—100% при положительной температуре, посн при отрицательной температуре возрастает инерция гигристо

Оборудование размещается в поле (датчики укрепляют мачте высотой не более 5 м) и получает питание от источни стоянпого напряжения 27—30 В. Потребляемая мощность с ляет (без осциллографа) 15 Вт, что позволяет применить моздкую батарею гальванических элементов или аккумуля

Летом 1970 г. описанный коррелятор использовался на балансовой станции в пос. Колтуши Ленинградской област измерения потоков влаги и исследования структуры поля ности в приземном слое [7].

ЛИТЕРАТУРА

- Романов Е. В. Применение сорбционных датчиков влажности для рения вертикального турбулентного потока влаги. Труды ГГО вып. 241.
- Романов Е. В. Аппаратура для регистрации пульсаций влажности тикальной скорости. Труды Всесоюзной конференции молодых сп стов Гидрометеослужбы. Л., Гидрометеоиздат, 1971.
- Романов Е. В., Румянцев О. С. Простой акустический датчик дл рения пульсаций вертикальной скорости. Труды ГГО, 1971, вып.
- Dyer A. I., Maher F. I. Automatic eddy flux measurements with the ron. Journal Appl. Met., vol. 4, No. 5, 1965.
 Кожевников Б. Л., Романов Е. В., Струзер Л. Р. Эксперим
- 5. Кожевников Б. Л., Романов Е. В., Струзер Л. Р. Эксперим ное исследование погрешности электролитических интеграторов в ком спектре частот входного сигнала. См. настоящий сборник.
- Коган В. А., Коробочкин И. В., Лозинский Ю. М. Измерени сительной влажности воздуха в широком диапазоне температур.—1 сельскохозяйственной науки, 1967, № 4.
- 7. Дубов А. С., Романов Е. В. О структуре поля влажности. Труд 1971, вып. 282.

Л. А. ЩЕПАНОВСКАЯ

К ВОПРОСУ О МЕТОДАХ РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНЫХ И УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМОВ УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА ТИПА МДМ

просы о методах расчета переходных и установившихся рез усилителей постоянного тока типа МДМ имеют определенктуальность в связи с широким распространением усилите-ІДМ в различных технических устройствах. Такой усилитель, равило, обеспечивает более высокие характеристики статичегочности по сравнению с другими схемами УПТ (малый врей и температурный дрейф нулевого уровня, стабильность ния, линейность и т. д.) при не особенно больших схемных снениях на модуляцию и демодуляцию сигнала. Однако диеские характеристики усилителей МДМ исследованы недоно подробно.

илитель МДМ может рассматриваться как амплитудно-имная система П рода [3] с периодически и скачкообразно меимися параметрами непрерывной части системы.

описание, и особенно анализ такой системы затруднительны, зи с чем система исследовалась рядом авторов приближенно. с помощью некоторых упрощающих предположений опредепередаточная функция усилителя МДМ для противофазной фазной коммутации модулятора и демодулятора и показано,

случае противофазной коммутации появляется дополниый фазовый сдвиг, что может затруднить стабилизацию усия в схемах с глубокой обратной связью. Допущения, прив работе [1], позволяют получить л.а.х. усилителя в предсении, что постоянные времени модулятора и демодулятора тельно больше периода коммутации. Вероятно, полученные ы справедливы только в той полосе частот, в которой дейстпринятые приближения. В ряде технических задач требуиметь полосу пропускания усилителя МДМ возможно более кой, что ставит ряд вопросов в области исследования динаусилителя в полосе частот, соизмеримых с частотой комму-. Очевидно, при расширении требуемой полосы воспроизных частот начинают проявляться свойства усилителя как имной системы. В настоящей статье сделана попытка подойти ледованию усилителя МДМ с этих позиций.

исчет амплитудно-импульсных систем II рода базируется на энении методов, родственных методу преобразования Лаплаия непрерывных систем: дискретного преобразования Лаплаа (или Д-преобразования) [3], *z*-преобразования, *p*-преобания [2]. Основной особенностью расчета таких систем явлевозможность в явном виде ввести понятие передаточной ии.

Интегральное уравнение замкнутой импульсной системы нечным временем замыкания ключа с одним импульсным эл гом, определяющее изображение выходной величины (или и кение сигнала ошибки), в смысле дискретного преобразо Папласа представляет собой интегральное уравнение Фредг II рода, решение которого приведено в [3].



Усилитель МДМ — система с двумя импульсными элемен оединенными последовательно. Блок-схема такой системы тавлена на рис. 1, где $F(q, \varepsilon), Z_1(q, \varepsilon)$ — изображения вхол выходного сигналов в смысле дискретного преобразования таса, $X(q, \varepsilon)$ — изображение сигнала ошибки на входе имп ного элемента, β — коэффициент обратной связи, $\varepsilon = \frac{\Delta t}{T}$ цее безразмерное время внутри периода коммутации (0< ε Как известно [3], для разомкнутой системы:

$$Z(q, \varepsilon) = \int_{0}^{1} K_{0}(q, \varepsilon - \lambda) X(q, \lambda) d\lambda,$$

де $K_0(q, \mu)$ — передаточная функция разомкнутой амплит мпульсной системы I рода. Для нашего случая при синф соммутации ключей

$$Z_{1}(q, \varepsilon) = \int_{0}^{1} Z(q, \lambda') K_{1}(q, \varepsilon - \lambda') d\lambda' =$$
$$= \int_{0}^{1} K_{1}(q, \varepsilon - \lambda') \int_{0}^{1} K_{0}(q, \lambda' - \lambda) X(q, \lambda) d\lambda d\lambda'$$

и синфазной коммутации предполагается, что в течениє периода коммутации $0 < \frac{t}{T} < \gamma$ ключи замкнуты и пропусигнал в канал усилителя, в течение остальной части пе $\gamma < \frac{t}{T} < 1$ ключи разомкнуты. Уравнение замыкания сизапишется в виде

$$X(q, \varepsilon) = F(q, \varepsilon) - \beta Z_1(q, \varepsilon).$$

ображение выходной величины замкнутой системы опреде а интегральным уравнением вида:

$$Z_{1}(q, \varepsilon) = \int_{0}^{1} K_{1}(q, \varepsilon - \lambda') \int_{0}^{1} K_{0}(q, \lambda' - \lambda) F(q, \lambda) d\lambda d\lambda' - \frac{1}{2} \beta \int_{0}^{1} K_{1}(q, \varepsilon - \lambda') \int_{0}^{1} K_{0}(q, \lambda' - \lambda) Z_{1}(q, \lambda) d\lambda d\lambda'.$$
(1)

оинимая во внимание, что первое слагаемое в левой части етствует реакции разомкнутого усилителя на внешнее воз вие, изображение которого равно $F(q, \varepsilon)$, и обозначив егс $Z_{1p}(q, \varepsilon)$, перепишем (1) в виде

$$Z_{1}(q, \varepsilon) = Z_{1 p}(q, \varepsilon) - \beta \int_{0}^{1} K_{1}(q, \varepsilon - \lambda') \times$$

$$\times \int_{0}^{1} K_{0}(q, \lambda' - \lambda) Z_{1}(q, \lambda) d\lambda d\lambda'.$$
(2)

ля противофазной коммутации уравнение относительно изобния выходного сигнала имеет вид

$$Z_{1}(q, \varepsilon) = Z_{1 p}(q, \varepsilon) - \beta \int_{\gamma}^{1} K_{1}(q, \varepsilon - \lambda') \times \\ \times \int_{0}^{\gamma} K_{0}(q, \lambda' - \lambda) Z_{1}(q, \lambda) d\lambda d\lambda', \qquad ($$

$$Z_{1p}(q, \varepsilon) = \int_{\gamma}^{1} K_{1}(q, \varepsilon - \lambda^{1}) \int_{0}^{\gamma} K_{0}(q, \lambda' - \lambda) F(q, \lambda) d\lambda d\lambda'.$$

сновное отличие выражений (2) и (3) от приведенных в [3] очается в наличии двойных интегралов вместо однократных не позволяет свести решение к решению интегрального урав и Фредгольма II рода. Отсутствие точного решения затрудсинтез такой системы с помощью аппарата дискретного пре зования Лапласа. Другим методом, позволяющим получить изображени Папласу процесса на выходе амплитудно-импульсной си II рода при заданном воздействии на его входе, является *о*-преобразования [2].

Рассмотрим подход, позволяющий получить изображен. Лапласу на выходе усилителя МДМ по известному процес его входе при учете периодически и скачкообразно меняю параметров непрерывной части системы. Используемый п базируется на применении *p*-преобразования для систем с янными параметрами, описанного в [2].

В качестве примера рассмотрим структурную схему уси ля с синфазной коммутацией модулятора и демодулятора, и женную на рис. 1 б.

Идея метода, использующего аппарат *p*-преобразования определения изображения по Лапласу выходной величины нутой системы с одним или несколькими периодическими ими ными элементами, заключается в замене этих последних г лельных соединением импульсных элементов, каждый из ко замыкается и остается замкнутым только в течение проме: зремени, равного hT, где T — период коммутации импульсног мента, h — время пребывания ключа в замкнутом состоянии сунок 2 поясняет выщеизложенное. На рис. $2a G_1(s)$ — пе гочная функция непрерывной части системы после модул: $G_2(s)$ — передаточная функция фильтра, R(s) — изобра: входного сигнала, $\beta(s)$ — как и ранее, коэффициент обратної зи (в большинстве схем усилителей является активной величи на рис. $2\delta e_{\rm кр}(t)$ (k=0, ..., n) — сигналы на выходе ключе заданном входном воздействии e(t).

Из эквивалентной схемы видно (рис. 2), что изображени ходной величины Q(s) на временном интервале $nT \ll t \ll (n)$ можно записать в виде

$$Q(s) = \sum_{k=0}^{n} Q_k(s),$$

де $Q_k(s)$ — составляющая выходной величины от k-того имп ного элемента.

Предположим далее, что в разбираемом нами примере ф может быть описан как схема с переменными параметрами меняющимися скачком в момент коммутации демодулятора. значим передаточную функцию в интервале существования пульса через $G_2^3(s)$, в интервале между импульсами через G (ак известно, сигнал на выходе схемы, обладающей нулевым нальными условиями, в операторной форме записывается сле цим образом:

$$U_{\text{Bbix}}(s) = G(s) U_{\text{bix}}(s) + \sum_{i=0}^{m-1} U_{\text{Bbix}}^{i}(0) K_{i}(s),$$

де G(s) — передаточная функция по отношению к вход



Рис. 2.

исло реактивных элементов схемы, K_i(s) — передаточная ция от каждого из этих элементов по отношению к выходсигналу. При последующих рассуждениях накладываются ющие ограничения на класс рассматриваемых систем:

В момент t=0 все начальные условия равны нулю.

Системы обладают непрерывной переходной характеристипри входном воздействии вида скачка (т. е. степень знаменавыражения $G_1(s) \cdot G_2(s)$ на один или более порядков выше ни числителя).

братимся теперь к эквивалентной схеме (рис. 2 а) и будем гь изображения составляющих выходного сигнала от каждого из импульсных элементов авсорядельности (Q_{k он}вонфо (4)].

Как нетрудно заметить, сигнал на выходе системы до м а времени t=h (т. е. когда система замкнута) и после t=ределяется разными выражениями:

$$egin{aligned} egin{aligned} & R(s) \cdot G_1(s) \cdot G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_1(s) \, G_2^3(s) \ \hline 1 + eta \, G_2(s) \ \hline 1 +$$

де l — число инерционных элементов схемы фильтра, U_j зачальные условия на j-том элементе в момент t = h.

Рассмотрим теперь интервал времени T < t < 2T. Выходна пичина в течение этого интервала равна сумме выходных ин $Q_0(s)$ и $Q_1(s)$. Определим $Q_1(s)$. Изображение входного нала на этом отрезке времени имеет вид

$$R_1(s) = R(s) - \beta Q_0(s).$$

Так как ключи замыкаются только в момент времени T, тал $r_1(t)$ можно заменить сигналом

$$r_{11}(t) = \begin{cases} 0, & 0 < t < T, \\ r_1(t), & t > T. \end{cases}$$

Может быть записано Р-изображение такого сигнала в

$$R_{11}(s) = \Pr_T^{\infty} \left[R(s) - \beta Q_0(s) \right] = \Pr_T^{\infty} \left[R(s) - \beta \sum_{j=1}^l U_j(h) \cdot K_j(s) \right].$$

Отсюда

$$Q_{1}(s) = \begin{cases} \frac{\overset{\circ}{P} [R(s) - \beta Q_{0}(s)]}{T} & G_{1}(s) \cdot G_{2}^{3}(s), \quad T \leq t \leq T + h, \\ \frac{1}{2} & \int_{j=1}^{l} U_{j}(T+h) \cdot K_{j}(s), \quad T+h \leq t < \infty. \end{cases}$$

По аналогии для $Q_n(s)$ можно записать:

$$Q_{n}(s) = \begin{cases} \frac{\Pr_{nT}\left[R(s) - \beta \sum_{k=0}^{n-1} Q_{k}(s)\right]}{1 + \beta G_{1}(s) G_{2}^{3}(s)} \cdot G_{1}(s) \cdot G_{2}^{3}(s), & nT \leq t \leq nT + h \\ \sum_{j=1}^{l} U_{j}(nT + h) K_{j}(s), & nT + h \leq t < \infty. \end{cases}$$

аражение (4) можно переписать в виде

$$Q(s) = \Pr_{nT}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^{n-1} Q_k(s) \right] + Q_n(s), \quad nT \le t \le (n+1)T.$$
(12)

ои такой записи первые *n* членов принимают нулевые зна при t < nT, однако эта запись не меняет значений состав их процесса в рассматриваемом интервале времени. Таким ом, записано преобразование по Лапласу выходной величи. ИС II рода с двумя синфазно действующими ключами, за ющимися на время *h*, причем учтено, что замкнутая амплиимпульсная система представляет собой систему с перемми параметрами, изменяющимися скачком.

ак легко видеть из эквивалентной схемы (рис. 2 *a*), изобрая составляющих процесса, определяемых первыми *n* импульс элементами, имеют полюсы, одинаковые с полюсами $G_2^p(s) = \frac{s}{s}$, так как после размыкания обратной связи переходные проі в системе целиком определяются корнями D(s). Исходя из тв *p*-преобразования можно записать

$$\sum_{nT}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^{n-1} Q_k(s) \right] = \frac{\sum_{i=1}^m A_i(nT) \, s^{i-1}}{D(s)} \, e^{-nTs}, \tag{13}$$

$$D(s) = s^{m} + b_{m-1}s^{m-1} + \ldots + b_{1}s + b_{0}.$$

учетом (13) формула (12) может быть представлена в виде

$$Q(s) = \begin{cases} \frac{\sum_{i=1}^{m} A_i(nT) \, s^{i-1}}{D(s) \left[1 + \beta \, G_1(s) \cdot G_2^3(s)\right]} \, e^{-nTs} + \frac{G_1(s) \cdot G_2^3(s) \stackrel{\text{p}}{\text{p}} R(s)}{1 + \beta \, G_1(s) \cdot G_2^3(s)}, \\ nT \leqslant t \leqslant nT + h, \\ \sum_{j=1}^{l} U_j'(nT+h) \cdot K_j(s), \quad nT+h \leqslant t \leqslant (n+1)T. \end{cases}$$
(14)

последней формуле неизвестными являются $A_i(nT)$ и (nT+h), при этом $U'_j(nT+h)$ однозначно зависят от $A_i(nT)$. ывая, что на промежутке $nT \ll t \ll nT+h$ $U_j(s) = K'_j(s) \cdot Q(s)$, кодя к оригиналу в последних уравнениях и подставляя значе t=nT+h, определим $U_j(nT+h)$ в функции от $A_i(nT)$ (i=1, .). Следует отметить, что K'_j , определяемое для nT < t < nT+h авно в общем случае функции (K_j) , определяемой для nT+t < t < (n+1)T.

£

Таким образом, в формуле (14) останутся неизвестными рициенты $A_i(nT)$. Далее заметим, что выражение Q(s) дл мента t = (n+1)T может быть записано двумя способами: с тороны, как $P_{(n+1)T}^{\infty}$ — преобразование (14) (в него войдут вестные коэффициенты $A_i(nT)$; с другой стороны, учитывая момент t = (n+1)T составляющая сигнала от замыкания (n+1)ключа равна нулю, получим аналогично (13):

$$\prod_{(n+1)T}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^{n} Q_k(s) \right] = \frac{\sum_{i=1}^{m} A_i(nT+T) \, s^{i-1}}{D(s)} \, e^{-(n+1)Ts}.$$

Таким образом, находим:

$$\overset{\infty}{\underset{(n+1)T}{\mathbb{P}}}$$
 (выражение (14)) $=\sum_{i=1}^{m} \frac{A_i(nT+T)s^{i-1}}{D(s)} e^{-(n+1)Ts}.$

Приравнивая в последней формуле коэффициенты при о, ковых степенях s; можно получить систему m разностных ур ний первого порядка для определения m неизвестных коэфс ентов $A_i(nT)$, которая может быть решена методом z-преоб вания.

Дальнейший анализ полученных выражений не отличает приведенного в [2] для системы с постоянными параметрам прерывной части. Метод *p*-преобразования дает возмож написать выражение для переходного процесса в оператс форме при заданном воздействии на входе, написать выраж для установившегося режима, определить амплитуду пульс в установившемся режиме и исследовать влияние динамич параметров схемы на устойчивость усилителя с обратной св вполне точно и в широком диапазоне изменения параметров.

Невозможность записать в явном виде передаточную ф цию системы представляет известное неудобство и сильно за няет анализ и синтез систем измерения и управления, имен в своем составе усилители МДМ.

В связи с этим следует рассмотреть некоторые приближе методы исследования динамики такой системы, которые сг задачу расчета амплитудно-импульсной системы П рода к чету соответствующей системы І рода. Это достигается путем дения фиктивных формирующих устройств на место модуля и демодулятора, которые различным образом аппроксими сигнал, поступающий на непрерывную часть системы.

На рис. З показана ступенчатая и линейная аппроксим сигнала, которая может быть использована при расчете для с тактной (рис. З *a*, *в*) и двухтактной (рис. З *б*, *г*) схем усили Как видно, и ступенчатая, и линейная аппроксимация вноси паздывание, которое может быть исключено. На рис. 4 пока ида аппроксимации для однотактного (рис. 4 a, b) и двух ого (рис. 4 b, c) усилителей.

юк-схема однотактного усилителя изображена на рис. 5 aру₁ и Φ У₂ — фиктивные формирующие устройства, соответ ощие модулятору и демодулятору, К $_{\sim 1}$ — канал переменного К $_{\sim 2}$ — фильтр.





Рис. 4.

риведенные в [2] эквивалентные схемы и передаточные функфиктивных формирующих звеньев, осуществляющих ступеню (рис. 4 *a*) и полигональную (рис. 4 *b*) аппроксимацию сиг-, могут быть использованы для расчета однотактного усилис синфазной коммутацией. При расчете по эквивалентной е, изображенной на рис. 5 *a*, следует принять при ступенчааппроксимации

$$K_{\Phi_1} = K_{\Phi_2} = \frac{\frac{1}{2} \frac{Ts}{2}}{e} - \frac{e^{-\frac{1}{2}} \frac{Ts}{2}}{s}$$
ри полигональной аппроксимации следует воспользоваться улами, приведенными в [2].

Особенностью фиктивных формирующих устройств, осулляющих аппроксимацию по рис. 4, является наличие в них ически нереализуемых звеньев с передаточными функциями а $e^{q Ts}$, что, однако, несущественно для расчета. Для ступен ппроксимации сигнала (рис. 3 *a*) изображение по Лапласу аточной функции ΦY_1 $K_{\Phi 1} = \frac{1 - e^{-\gamma s T}}{s}$, где $\gamma = \frac{t_{\text{откр}}}{T} - \frac{v_{\text{вых}}}{s}$

Рис. 5.

периода коммутации, в течение которого модулятор пропуссигнал на вход канала переменного тока.

Блок-схема двухтактного усилителя представлена на рис. Для аппроксимации сигнала, изображенной на рис. 3 б,

$$K_{\Phi 1} = K_{\Phi 2} = \frac{1 - e^{-\gamma Ts}}{s},$$

$$K_{\Phi 1} = K_{\Phi 2} = e^{-\gamma Ts} \frac{1 - e^{-sT(1-\gamma)}}{s} \cdot \frac{1 - \gamma}{\gamma}$$

В случае линейной аппроксимации, изображенной на рис. вид переходной функции фиктивного формирующего устрой показан на рис. 6, при этом

$$K_{\Phi}(t) = \begin{cases} 1 + \frac{A}{T}t, & 0 < t < \gamma T\\ A\left(1 - \frac{t}{T}\right), & T < t < T + \gamma T \end{cases}$$

а

$$K_{\Phi}(s) = \frac{1 - e^{-\gamma Ts}}{s} + A \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \left[\frac{1 - e^{-\gamma Ts}}{Ts} - \gamma e^{-\gamma Ts} \right].$$

ормирующее устройство здесь, по существу, представляет со обобщенную фиксирующую цепь первого порядка [2 4 ≪1); при А=0 приходим к ступенчатой аппроксимации сиг при А=1-к линейной аппроксимации сигнала, при γ= одим к формуле, приведенной в [2]. Как уже отмечалось чивость и качество АИС1 могут быть исследованы методом еобразования. Для АИСІ вводится понятие передаточної ции, которая определяется как отношение изображениї ясле дискретного преобразования Лапласа выходной величи входной и представляет собой D-преобразование импульсної



Рис. 6.

ктеристики непрерывной части системы (включая ФУ). $Z(q, \epsilon)$ гле 0<ε<1-текущее безмерное время внутри $X(\overline{q, 0})$, эда коммутации. С помощью w-преобразования, предложенв [4], можно строить логарифмические амплитудные харакстики (л.а.х.) при фиксированных є и делать заключения об ичивости и качестве замкнутой импульсной системы по л.a.х. мкнутой системы, приводя ей в соответствие некоторую непреую систему, совпадающую с ней в области низких частот, льзуясь обычными инженерными методами, разработанными непрерывных систем. аличие ступенчатой аппроксимации примерно соответствует щениям, принятым в [1]. Проведенный анализ показал одивые качественные результаты до $\omega < \frac{\omega_{\kappa}}{4}$, $\omega_{k} = \frac{1}{T}$ – частота утации. Линейная аппроксимация позволяет более точно поить л.а.х. и исследовать возможности повышения быстродейя различных схем усилителей МДМ.

Анисимов В. И. Сравнительный анализ частотных характеристик теля постоянного тока типа МДМ для двух режимов его работы. матика и телемеханика, 1962, т. XXIII, № 1.

Джури Э. Импульсные системы автоматического регулирования. М., матгиз, 1963.

Marins, 1965. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. М., Физматгиз, Johnson G. W., Lindorff D. P., Nordling C. G. A. Extension c tinuous data system design techigues to sampled data control systems. Transactions, 1955, vol. 74, 2, 252—263.

ВОПРОСЫ МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЙ В СВЯЗИ С ЗАКОНОМЕРНОСТЯМИ ПУЛЬСАЦИЙ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

ം പുകൾ അത്താനം പ്രത്യാഷം പോഷം പോൾ പെടുക്കെ കോടെങ്ങളെ കാള് മുള്ളിപ്പിന്നും പാം

affin a chuire ann an thairt an thaile athair 1866 a

我们我了来了了,在了,

المعنية المعني مناطقة المعنية ا A. Sector M. Martin

М. И. ЮДИ

В настоящее время представляется бесспорным, что требо ч к основным параметрам сетевой метеорологической инфор и: расстоянию между станциями, промежутками времени су сроками, точности измерений, способам осреднения дан – должны быть согласованы между собой и определяться истическими свойствами метеорологических полей.

го ни в какой мере не умаляет значения специфических за ов, поступающих от различных потребителей метеорологиче информации. Как правило, информация, полученная от на обоснованной сети и обработанная надлежащим образом имальными методами), и будет наилучшим образом отвечать кие запросы. В отдельных случаях, когда материалы основсети недостаточны для решения отдельных важных запросов ответа на них производятся экспедиционные наблюдения или ые наблюдения по специальным программам. Имея это в виграничимся в данной статье рассмотрением требований к инации с чисто метеорологической точки зрения. Конкретно бурассматриваться два метеорологических элемента — темперавоздуха и ветер, но тот же подход может быть применен иным о других элементах.

Целесообразность осреднения данных определяется возможю исключить из рассмотрения высокочастотные флуктуации, ставляющие собой помехи при изучении атмосферных пров методами динамической и синоптической метеорологии. Эм смысле мы имеем дело с типичной задачей теории инфори. Известно, что фильтрация шумов может быть выполнена ино, если спектры полезного сигнала и шума достаточно резизличаются.

счастью, в атмосфере дело обстоъг именно так. Спектральілотность ветра и температуры воздуха может быть разделез два участка — низкочастотный (с периодами, составляющиесятки, сотни и более часов) и высокочастотный (периоды соіяют секунды и минуты).

ежду этими двумя участками наблюдается глубокий миниспектральной плотности [10], [11] и др.

качестве иллюстрации приведем график из работы Н. Л. Быі, В. Н. Иванова и С. А. Морозова [2], построенный по мате-

алам наблюдений на высоти метеорологической мачте Обнинске в январе 1965 г. ис. 1). По оси ординат отожено произведение спектальной плотности на частоту, о оси абсцисс — частота. Еси принять 10-минутное осредение данных, обоснованное асчетами И. Д. Андреева 1], то для нижних уровней олучим практически полное глаживание высокочастотных **ульсаций. На высотах** ОТ 00 м и более интервал осренения целесообразно увелиить в 2—3 раза, в особенноти в условиях конвекции [5]. Іри оценке спектральной лотности осредненных данных авный



$$h(f\tau) = \frac{\sin^2 \frac{f\tau}{2}}{\left(\frac{f\tau}{2}\right)^2}.$$

Другому довольно распространенному способу осредн анных — экспоненциальному с временем релаксации та соо твует множитель

$$\lambda_{\mathfrak{g}}(f\tau_{\mathfrak{g}}) = \frac{1}{1+f^{2}\tau_{\mathfrak{g}}^{2}},$$

ак что, например, при т_э=4 мин спектральная плотность в у се спектра пяти и более периодов в час убывает более чем в Е

Резюмируя сказанное, можно рекомендовать для наземної еорологической сети простое осреднение данных за 10-мину цтервал времени или экспоненциальное осреднение с врем эелаксации порядка 4 мин. Несомненный интерес представ акже дисперсии (или средние квадратические отклонения) еоэлементов от средних как показатели степени турбулент ютока.

3. Возвращаясь к рис. 1, обратим внимание на то, что ни раница частот, для которых спектральная плотность мала, $\frac{2\pi}{6 \text{ часов}}$. По своему смыслу эта частота соответс $ka \kappa f_{\kappa p} =$

астоте Найквиста, и тогда по теореме Котельникова мы м оценить рациональный временной интервал наблюдений T:

$$T = \frac{\pi}{f_{\kappa p}} = 3 \text{ vaca.}$$

тот элементарный расчет подтверждает рекомендацию о числ эв наблюдений на сети станций, полученную на основе долг эго опыта работы сети.

ля оценки характерного расстояния между станциями можно отвоться свойством соответствия между пространственны менным спектрами метеорологических полей:

$$S(f) \approx S(k),$$

$$f = \frac{2\pi}{T}, \quad k = \frac{2\pi}{cT}$$

- характерная скорость переноса возмущений, близкая к сред корости ветра в приземном слое воздуха.

ипотеза о том, что изменения скорости при прослеживани сущихся воздушных частиц значительно меньше, чем разност ости различных воздушных частиц на таких же расстояния: высказана Дж. Тейлором. Из нее непосредственно следую юшения (4) и (5). В дальнейшем эта гипотеза получила ка эриментальные, так и теоретическое подтверждение. Послед следует, например, из сопоставления Лагранжевой форми стурной функции, выведенной Л. Д. Ландау [7], с видо стурной функции в эйлеровых координатах, установленный . Колмогоровым [6] и А. М. Обуховым [8].

оответствие между характерными разностями метеоэлементо ремени и в пространстве было также использовано в работ и других при расчетах порядков членов в управлениях дина атмосферы.

ледует подчеркнуть, что в условиях неоднородной местності зетствие между пространственным и временным спектрамі ственно нарушается по вполне понятным причинам.

гранпчиваясь условиями однородной местности и принимая во ание соотношения (4) и (5), можно получить указание для онального выбора расстояния между станциями на основа ой же теоремы Котельникова. Оно будет равно

(6

$$L = cT$$
.

ри T=3 ч, $c=20 \div 25$ км/ч получим L=60 км $\div 75$ км. Указан диапазон расстояний следует рассматривать как несколько яшающий оптимальные расстояния. Действительно, метеоро неская сеть должна включать еще дополнительные станции гавливаемые для того, чтобы описать влияние неоднородности юсти. Исследования советских климатологов по рационалии метеорологической сети [3], [4] и другие выполнены с учетого обстоятельства.

Остановимся теперь на вопросе о необходимой точности сений. Естественно определять ее из требования, чтобы ка измерения не увеличивала существенно суммарную поность, которая включает наряду с этой ошибкой ошибку инрполяции. Средний квадрат ошибки интерполяции на серє осстояния между станциями составляет

$$\overline{\delta^2} = D\left(\frac{L}{2}\right) - \frac{1}{4}D(L).$$

Принимая расстояние между станциями 60 км и подста начения структурной функции температуры из работы [9] учим

$$\delta^2 = 2.5 \cdot 10^{-5} (3 \cdot 10^4 - 1.5 \cdot 10^4)$$
 rpag.² = 0.38 rpag².

Значение средней квадратической ошибки измерений σ_n д о быть существенно меньше, чем $(\delta^2)^{1/2}$. Представляется р ым принять условие $\sigma_n \ll 0.5 (\overline{\delta^2})^{1/2}$. При этом условии средняя ратическая суммарная погрешность превосходит среднюю ратическую ошибку интерполяции не более чем на 12%. Уч ая (8), находим

Эта оценка погрешности получена для условий однородно тности и для интерполяции данных двух станций.

Следует отметить, что если взять за основу ошибку инт яции в центр равностороннего треугольника, по углам кот асположены станции, то расчеты проводятся вполне анал о и приводят к той же допустимой ошибке измерений.

Следует ли требовать повышения точности измерений в иях неоднородной местности (рассматривая погрешность на ения как сумму погрешности и нерепрезентативности дан тобы попытаться сохранить суммарную погрешность? Нам тавляется, что этот путь нереален. Более правильно по воз ости сгущать сеть станций, чтобы приблизиться к знач $^{2}\approx0,4$ град². Другой вопрос, который возникает при анализ олненных рассуждений, состоит в том, что была учтена шибка интерполяции в пространстве. Между тем данные из ий за последний срок в какой-то мере экстраполируются вс лени, а ошибки экстраполяции могут быть больше, чем оп интерполяцни. С нашей точки зрения, однако, не следует у зать эти ошибки, так как в необходимых случаях потребител тет обеспечиваться метеоданными, полученными не простой эн иоляцией, а путем более сложных расчетов прогностичє карактера, которые, естественно, должны приводить к уме нию ошибки.

Исходя из всего этого представляется, что оценка ср квадратической ошибки измерений по (9) не является ни мерно завышенным, ни заниженным требованием к точност блюдений. Подчеркнем, что эта оценка имеет в виду случа погрешность измерений. Допустимая систематическая по ность, как показано в ряде климатологических исследований чительно меньше указанной величины. ядреев И. Д. Структура ветра внутри часового интервала. Авторефера дисс. Л., ЛГОЛУ, 1953 (ГГО).

язова Н. Л., Иванов В. Н., Морозов С. А. Турбулентные хара теристики скорости ветра и температуры в пограничном слое атмосфері В кн.: «Атмосферная турбулентность и распространение радиоволн». М Гидрометеоиздат, 1967, 76-103.

роздов О. А. Метод построения сети метеорологических станций в ра нинной местности. — Труды ГГО, 1963, вып. 12.

роздов О. А. О принципах рационализации сети метеорологических стаг ций. Труды ГГО, 1961, вып. 123.

анов В. Н., Орданович А. Е. Структура пограничного слоя атмо сферы при неустойчивой стратификации. Обнинск, 1969.

элмогоров А. Н. Локальная структура турбулентности в несжимаемо вязкой жидкости при очень больших числах Рейнольдса.— ДАН, 194 т. ХХХ, ч. 4.

андау Л. Д., Лившиц Е. Механика сплошных сред. М., ОГИЗ, 194 5 у хов А. М. О распределении энергии в спектре турбулентного потока.-Изд. АН, сер. геогр. и геофиз. 1941, № 4-5.

изд. Ап., сер. теогр. и геориз. 1941, № 4—5. д и н М. И. Приложение статистической теории турбулентности к упро щению уравнений динамики атмосферы.— Труды ГГО, 1952, вып. 33. an der Hoven. Power spectrum of horizontal wind speed in the frequence range from 0.0007 to 900 cycles per. Hour. J. Meteorol. 1957, 14, 160—167. a n of s k y H. A., D e I a n d R. J. One-dimensional spectrum of atmospher urbulence in the lawrent 100 meteoro.

turbulence in the lowest 100 metres. Advances of geophysic, 1959, 6, $4\hat{1}$ -64

СОДЕРЖАНИЕ

К. Полевицкий, Е. Н. Шадрина, В. Н. Аднашкин. Походны нефелометр для автоматической регистрации метеорологической даль ности видимости В. Анискин, С. М. Персин. О погрешности измерения экстремаль П. Афиногенов. Линейка для приведения давления к уровню мор П. Афиногенов, А. С. Луштак. Эффективность периодическо регенерации незащищенной дискретной информации в процессе дли тельного хранения П. Афиногенов, Е. В. Романов. О погрешности интегрировани высокочастотных процессов с помощью узкополосного интегратора . А. Дроздов. О требованиях климатологии к точности метеорологиче ских наблюдений М. Имянитов, В. Е. Карпуша. Прибор для обнаружения близки гроз Е. Карпуша. Унифицированный датчик атмосферного давления (УДД Л. Кожевников, Е. В. Романов, Л. Р. Струзер. Эксперимен тальное исследование погрешности электролитических интеграторс в широком спектре частот входного сигнала А. Круглов, Е. В. Мидруев. О результатах исследования возмож ностей наземных автоматических станций погоды по определению вы соты нижней границы облаков М. Персин, С. М. Персии. Статистический анализ погрешносте М. Персии Новые способы цифровых измерений . . . М. Персин. О методической погрешности измерений средних скорост и направления ветра с помощью аналого-дискретного фильтра . . М. Персин. Погрешность воспроизведения по квантованным по уро: И. Протопопова. Анемометры с антигололедным обогревом В. Романов. Полуавтоматический коррелятор для определения верт кального турбулентного потока влаги А. Щепановская. К вопросу о методах расчета переходных и уст повившихся режимов усилителей постоянного тока типа МДМ . . И. Юдин. Вопросы методики измерений в связи с закономерностям пульсаций метеорологических элементов . .

оходный нефелометр для автоматической регистрации метеорологическ ости видимости. Полевицкий К. К., Шадрина Е. Н., Адна В. Н. Труды ГГО, 1972, вып. 292. стр. 3—11.

статье описан новый автоматический походный нефелометр, разработа в ГГО для измерения метеорологической дальности видимости (м.д.) испорта и в условиях экспедиции. Дано теоретическое обоснование и опис учисциональной и электрических схем, конструкции, а также некотор ические указания. Прибор представляет собой автоматический однолуч экомпенсационный фотометр и предназначен для измерения метеорологи цальности видимости в неограниченном диапазоне ее изменения и с дост а для практических и научных целей точностью. лл. 6. Библ. 3.

551.501.45

погрешности измерения экстремальных значений случайного процесскин Л. В., Персин С. М. Труды ГГО. 1972, вып. 292, стр. 12—25.

статье рассматривается влияние динамических характеристик прибо ретности наблюдений на погрешность определения различных экстремал арактеристик стационарного случайного процесса (абсолютного максимум ума среднего за заданный скользящий интервал, максимума с длител или площадью выброса, превышающей заданную). Полученные резул чогут быть полезны для выбора параметров метеорологических прибор дов измерений, а также для получения искомых экстремальных характ метеорологических элементов расчетным путем. и. 7. Библ. 13.

51.501.74

нейка для приведения давления к уровню моря. Афиногенов Л. ГГО, 1972, вып. 292, стр. 26—29. статье описывается конструкция специализированной счетной линейи

иаченной для приведения атмосферного давления к уровню моря. Пр (методика работы с линейкой и данные о ее погрешности. л. 1. Библ. 1.