

довательность появления различных форм оптимальных процессов при росте обрабатываемой величины выходной координаты (рис. 4).

Условия перехода от одной формы оптимального управления к другой, соответствующие рис. 4, приведены в табл. 2.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. А. Фельдбаум. Основы теории оптимальных автоматических систем. М., Физматгиз, 1963.
2. Л. С. Понтрягин и др. Математическая теория оптимальных процессов. М., «Наука», 1969.
3. И. П. Натансон. Конструктивная теория функции. М.—Л., Гостехиздат, 1949.

*Поступила в редакцию 19 марта 1973 г.,
окончательный вариант — 2 октября 1973 г.*

УДК 681.142.5

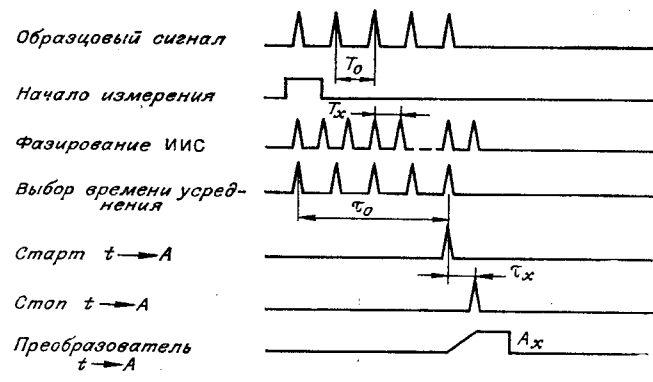
И. А. МАЛЕВИЧ, Ю. И. ПОСТОЯНОВ, А. Ф. ЧЕРНЯВСКИЙ
(Минск)

МЕТОД МНОГОКАНАЛЬНОГО АНАЛИЗА ФЛЮКТУАЦИЙ ПЕРИОДОВ ФАЗИРУЕМЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ

При построении цифровых время-измерительных устройств нониусного типа, фазлируемых временных селекторов с квазижущим режимом работы, гребенчатых фильтров, использующих фазлируемые генераторы с запаздывающей обратной связью, и т. д. [1, 2] весьма важно знание вероятностных и спектральных характеристик флюктуаций их времязадающих функциональных элементов. Ниже рассмотрен метод исследования флюктуаций, в котором достигнута высокая точность анализа благодаря использованию время-амплитудного принципа преобразования выделенной флюктуационной вариации периодов исследуемых сигналов. Разработанный метод исследования флюктуаций объединяет достоинства метода усреднения по большому числу периодов [3] и принципа многоканального временного анализа [4]. Функциональная структурная схема и временная диаграмма, поясняющая метод измерения, показаны на рис. 1.

Измерение плотности вероятности флюктуаций. Измерение плотности вероятности флюктуаций периодов сигнала $Fx(t)$ производится путем регистрации большого числа единичных оценок флюктуаций при помощи сетки дискретных каналов многоканального временного анализатора (МВА), которые охватывают весь возможный диапазон флюктуаций. Начало цикла измерения (см. рис. 1, а) соответствует фазированию исследуемой импульсной системы (ИИС) с периодом колебаний T_x сигналом образцового генератора с периодом T_0 . Одновременно с запуском ИИС начинается отсчет эталонного интервала времени в блоке выбора времени усреднения τ_0 . Величина набега нестабильности периода ИИС τ_x фиксируется после окончания эталонного интервала усреднения $\tau_0 = nT_0$ между последним импульсом эталонной серии и началом следующего за ним периода T_x (или nT_x). Величина нестабильности периода исследуемого генератора T_x измеряется время-амплитудным преобразователем (преобразователь $t \rightarrow A$) с электрическим разрешающим временем $\sim 10^{-10}$ с (в диапазоне от 2,5 нс до 0,5 мкс), что

а



б

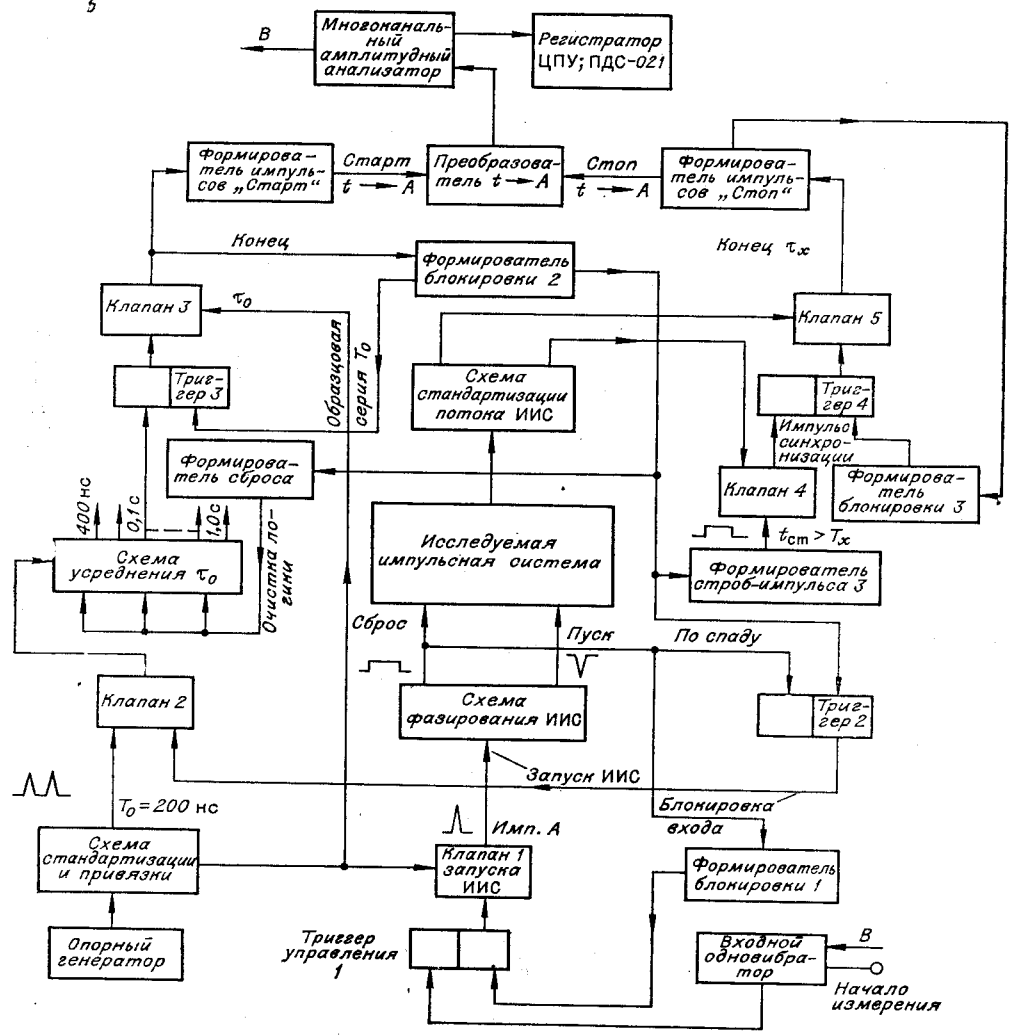


Рис. 1.

эквивалентно использованию опорного сигнала и пересчетных схем на частоту 10 ГГц в методе усреднения по большому числу периодов. С выхода преобразователя $t \rightarrow A$ сигнал, амплитуда которого пропорциональна зарегистрированной флюктуации τ_x , подается на вход 512-канального амплитудного анализатора (типа NTA-512). Преобразователь аналог — код анализатора линейно преобразует амплитуду сигнала ошибки A_x в код, который задает адрес цифрового запоминающего устройства. Зарегистрированные в анализаторе в течение необходимого времени наблюдения распределения амплитуд выходных сигналов преобразователя $t \rightarrow A$ с высокой точностью представляют плотность вероятности флюктуаций периода T_x (или nT_x) ИИС. График распределения $St(x)$ — гистограмма спектра — является характеристикой, которая позволяет получить необходимые вероятностные оценки флюктуаций T_x (или nT_x).

Выбор времени усреднения τ_0 при измерении $St(x)$ производится в соответствии с априорно известными сведениями о нестабильности ИИС таким образом, чтобы максимальная величина флюктуаций периода не превышала по абсолютной величине динамического диапазона преобразователя $t \rightarrow A$ (который дискретно устанавливается равным 40 нс, 100 нс, 500 нс).

Логическая структура измерений. Структурная схема метода измерения показана на рис. 1, б. В качестве генератора опорного сигнала используется термостатированный кварцевый генератор с относительной долговременной нестабильностью частоты $(\Delta f/f_n)\Delta t = \pm 1 \cdot 10^{-9}$ (при номинальной частоте $f_n = 5$ МГц, времени измерения $\Delta t = 1$ ч и времени усреднения $\tau = 1$ с). Выходной гармонический сигнал генератора проходит схему привязки и стандартизации, где формируется эталонная серия импульсов с периодом $T_0 = 200$ нс.

При поступлении сигнала «Начало измерения» при помощи входного одновибратора (ОД), триггера управления 1 (T_1) и клапана запуска 1 (K_1) выделяется импульс A эталонной серии, по которому производится фазирование ИИС. Схема фазирования вырабатывает два сигнала «Сброс» и «Пуск», которые последовательно останавливают и в фазе с импульсом A запускают ИИС. Одновременно с этим по сигналу «Сброс» блокируется схема выделения пускового импульса при помощи формирователя блокировки 1 ($ФБ_1$), который переключает T_1 и закрывает K_1 ; и дается также разрешение на отсчет эталонного времени усреднения. Для этого по спаду импульса «Сброс» переключается T_2 , открывающий K_2 , через который проходят импульсы опорной серии в схему усреднения. Необходимое время усреднения τ_0 устанавливается выбором соответствующего разряда двоично-десятичного счетчика (возможный диапазон интервалов усреднения выбирается дискретно от 400 нс до 1,0 с). По истечении времени усреднения при помощи T_3 и K_4 выделяется ближайший импульс эталонной серии, который определяет начало измерения величины флюктуаций τ_x . Выходной сигнал K_3 проходит на формирователь «Старт»-импульса преобразователя $t \rightarrow A$ и одновременно при помощи $ФБ_2$ возвращает в исходное состояние T_2 и прекращает поступление эталонной серии в счетчик усреднения. «Стоп»-импульс преобразователя $t \rightarrow A$ выделяется из серии импульсов ИИС только после появления на выходе K_3 «Старт»-импульса преобразователя $t \rightarrow A$. Выходной поток сигналов ИИС проходит схему стандартизации, где формируется по длительности и амплитуде. Для исключения неопределенности в выборе импульса «Конец интервала τ_x » из потока сигналов T_x используется схема двойной селекции, состоящая из $ФБ_3$, K_4 и K_5 , T_4 . Сначала по сигналу формирователя блокировки 2 вырабатывается в $ФБ_3$ стробирующий сигнал с длительностью $t_{ст} > T_x$, при помощи которого в K_4 из потока стандартизованных импульсов ИИС выделяется импульс синхронизации для определения

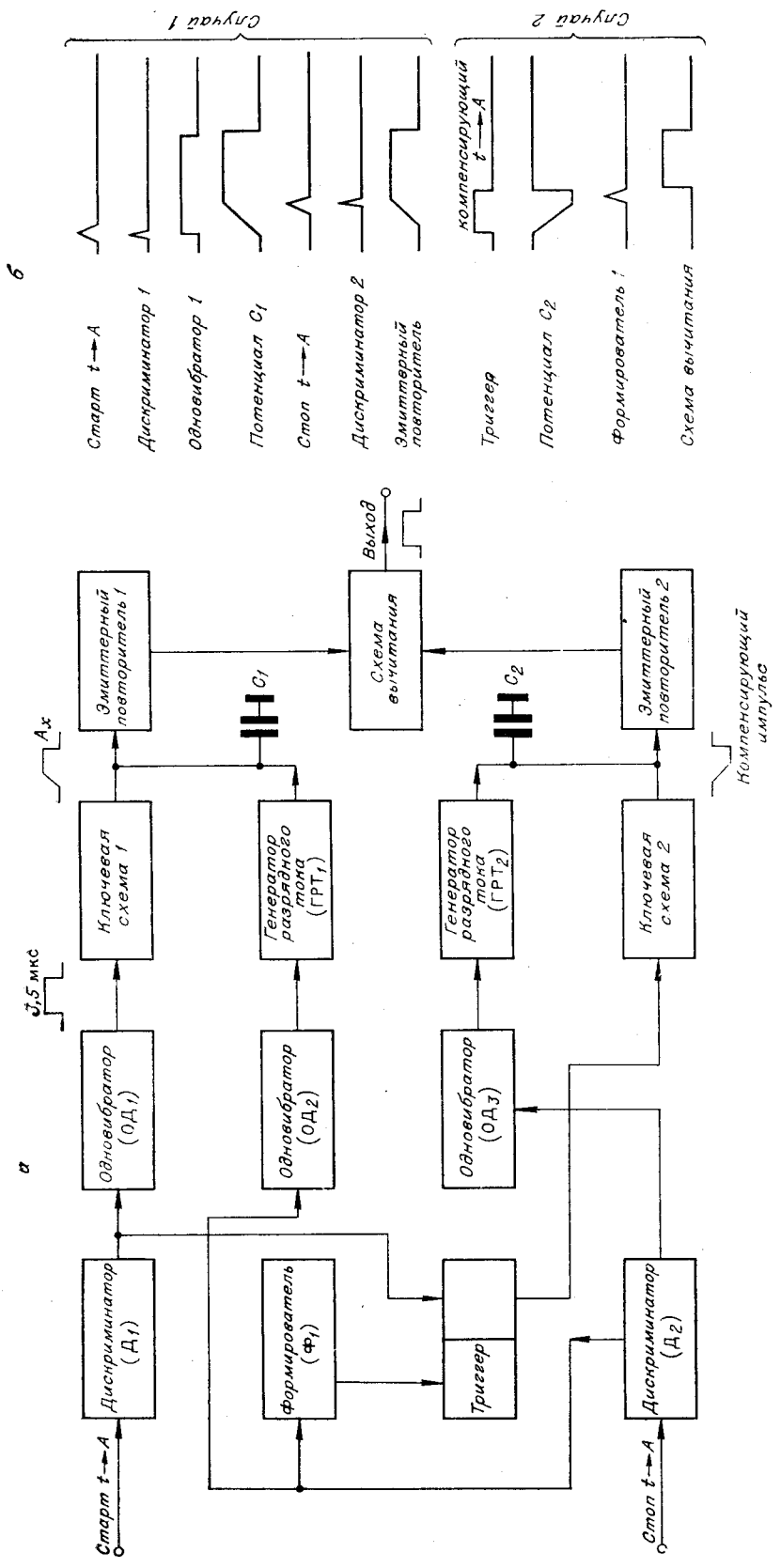


Рис. 2.

положения сигнала, предшествующего импульсу «Стоп» преобразователя $t \rightarrow A$; затем по сигналу синхронизации переключается T_4 , открывающий K_5 , выходной импульс которого является пусковым импульсом формирователя «Стоп»-импульса преобразователя $t \rightarrow A$.

Преобразователь $t \rightarrow A$ работает по принципу «старт-стоп» (рис. 2, где *a* — функциональная блок-схема; *b* — временная диаграмма принципа компенсации). При поступлении «Старт»-импульса на преобразователь $t \rightarrow A$ срабатывает входной дискриминатор (D_1), запускающий формирователь — одновибратор ($ОД_1$). При этом запирается диодная ключевая схема на время длительности выходного импульса одновибратора и дозирующая емкость C_1 начинает разряжаться через генератор разрядного тока ($ГРТ_1$). Процесс разряда заканчивается, когда импульс «Стоп» преобразователя $t \rightarrow A$ с выхода D_2 проходит через $ОД_2$ и выключает $ГРТ_1$. С этого момента напряжение на конденсаторе остается неизменным до окончания импульса на выходе $ОД_1$. По спаду этого импульса потенциал на C_1 возвращается к исходному значению. Длительность сформированного выходного импульса выбирается в соответствии с полосой пропускания входного устройства многоканального анализатора при помощи $ОД_1$.

Разработанный на основе предложенного метода многоканальный анализатор дифференциальных законов распределения флюктуаций периодов импульсных сигналов позволяет работать при частоте исследуемых сигналов от 200 кГц до 70 МГц. Быстродействие устройства ограничено инерционностью логических цепей и при необходимости может быть увеличено.

Оценка точности метода. Основная погрешность метода связана с возможным непостоянством коэффициента трансформации K_T интерполяционного блока, преобразующего выделенную величину флюктуации τ_x сначала в амплитуду A_x в преобразователе $t \rightarrow A$, а затем амплитуду A_x в код в многоканальном анализаторе. В реальном случае $K_T = K_{T0}(1 + \delta K_T)$, где K_{T0} — нормированный коэффициент преобразования, $\delta K_T = f(\tau_x)$ — погрешность нелинейности двойного преобразования величины τ_x . Так как количественная оценка отдельных составляющих погрешностей преобразования затруднена и аналитически не удается с высокой достоверностью определить изменения точности преобразователя $t \rightarrow A$ в диапазоне измеряемых величин, то нами осуществлена экспериментальная оценка точности по спектру равновероятностного распределения измеряемого параметра и спектру реперных линий, равномерно размещаемых по шкале анализатора.

Гистограмма аппаратного спектра при равновероятностном распределении временных интервалов на входе преобразователя $t \rightarrow A$ показана на рис. 3, *a*. В пределах рабочего участка шкалы (5 ÷ 40 нс)

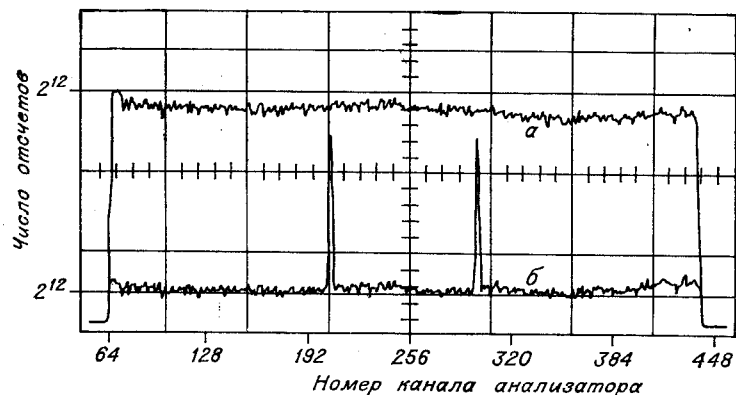


Рис. 3.

дифференциальная нелинейность преобразования не превосходит величины, равной 2%.

Разрешающая способность метода проверялась при измерении калиброванного временного интервала, задаваемого линией задержки. Измерение интервалов длительностью 200 нс и 210 нс при времени набора $\Delta t = 30$ мин показало, что при шаге квантования временной шкалы анализатора, равном $\Delta T = 10^{-10}$ с, гистограмма спектров контрольных пиков представляет собой реперную линию шириной (на полувысоте) в две градации временной шкалы анализатора. На рис. 3, б контрольные пики сняты при наложении их на спектр равновероятностного распределения входных интервалов.

Спектральные измерения. Разработанный нами метод исследования флюктуаций периода фазированных импульсных систем позволяет также производить и спектральные измерения, что в общем случае для быстродействующих импульсных процессов представляет сложную задачу [5]. Сущность метода измерения спектральной плотности $W_f(\omega)$ заключается в следующем. Флюктуации периодов ИИС при помощи преобразователя $t \rightarrow A$ превращаются в последовательность стандартных по длительности и модулированных по амплитуде импульсов. Огибающая импульсов содержит в себе всю информацию о частотном составе флюктуаций периода ИИС. Она выделяется при помощи интегратора, а затем анализируется узкополосным перестраиваемым фильтром, в результате чего определяется функция спектральной плотности флюктуаций периода в интересующей нас частотной области. Однако непосредственная реализация такого способа анализа $W_f(\omega)$ приводит к большим погрешностям, в значительной мере маскирующим истинное значение спектральной плотности частотных флюктуаций. Поэтому оказалось необходимым осуществить фильтрацию несущей частоты на входе узкополосного фильтра и исключить дополнительные частотные составляющие выходного сигнала преобразователя $t \rightarrow A$, связанные с различной длительностью наклонного участка выходных амплитуд импульсов. Такая коррекция частотных искажений производится введением дополнительного компенсирующего преобразователя $t \rightarrow A$ (см. рис. 2, а), функциональное назначение которого состоит в коррекции формы выходного импульса устройства. Присутствие компенсирующего импульса на входе схемы линейного вычитания приводит к формированию прямоугольного выходного импульса фиксированной длительности (~ 3 мкс) независимо от величины измеряемого интервала (в отличие от выходного импульса преобразователя $t \rightarrow A$ без компенсации см. рис. 2, б (случай 1 и случай 2)). Поскольку компенсирующий сигнал не влияет на амплитуду выходного импульса, временное разрешение преобразователя не ухудшается, а источник искажений спектральной плотности, связанный с разбросом длительностей выходных сигналов, исключается.

Некоторые результаты измерений. Нами экспериментально исследованы вероятностные и спектральные характеристики флюктуаций периодов нескольких типов импульсных функциональных генераторов (ФГ) с запаздывающей обратной связью, использующихся для построения прецизионных время-измерительных устройств нониусного типа [1, 6]. Разработка широкодиапазонных преобразователей время — код требует точного знания реального характера накопления нестабильности набега периода ФГ при различных интервалах усреднения τ_0 и структуры быстрых компонент флюктуаций ФГ.

На рис. 4, а, б показаны гистограммы плотности вероятности флюктуаций периода $St(x)$ ФГ при различных временах усреднения (а — $\tau_0 = 400$ нс; б — $\tau_0 = 10$ мс) и номинальной частоте ФГ $f_n = 10$ МГц. Цена канала временной шкалы анализатора $\Delta T = 1 \cdot 10^{-9}$ с, число отсчетов в пике спектра $m = 2^{12}$, время наблюдения $\Delta t = 30$ мин. Анализ гисто-

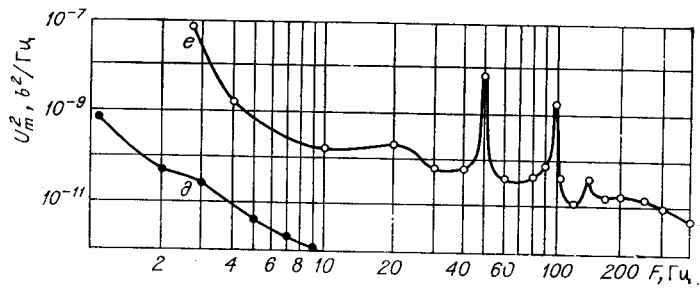
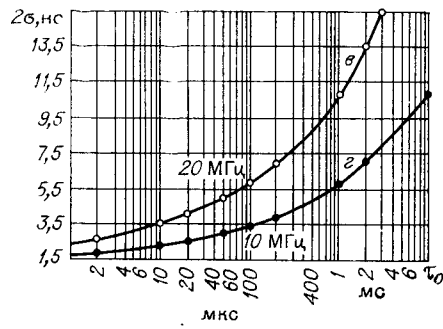
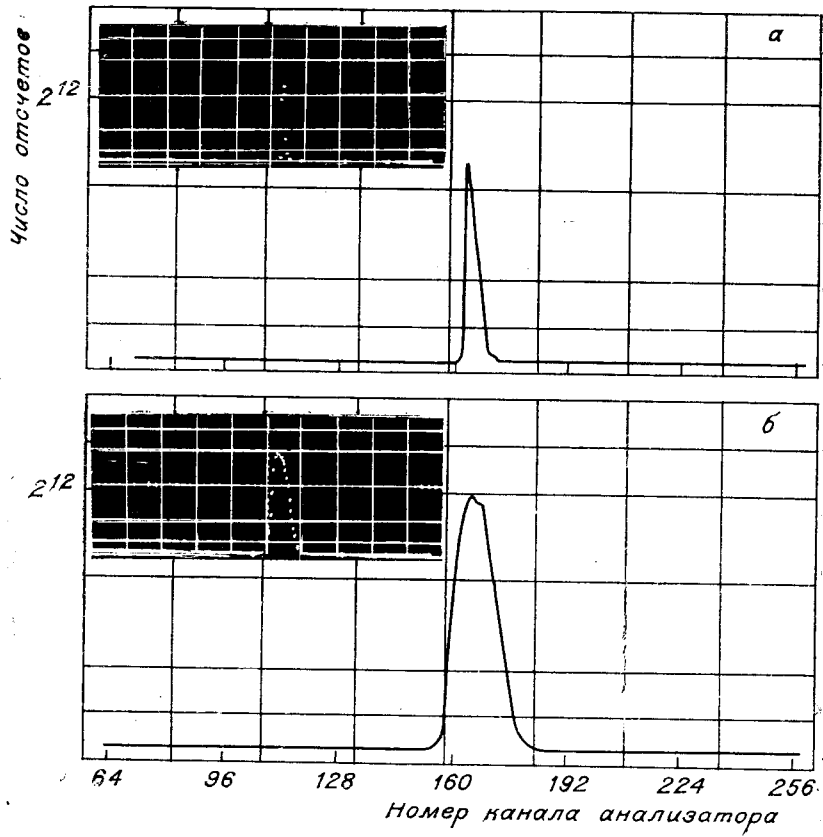


Рис. 4.

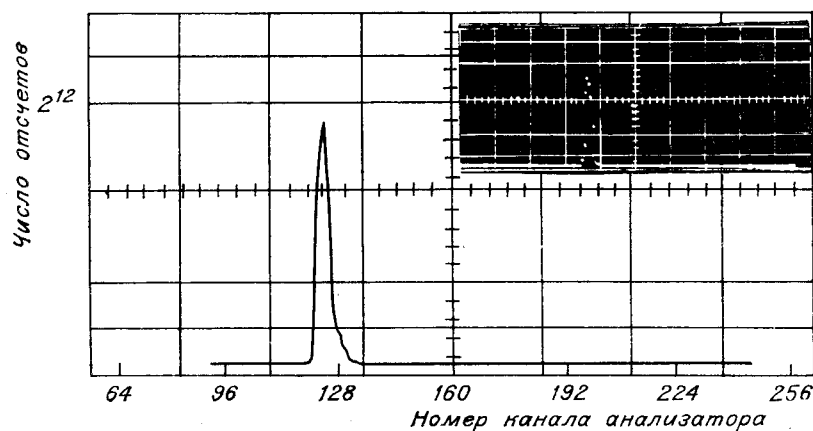


Рис. 5.

граммы показывает, что генерация серий импульсов в ФГ с запаздывающей обратной связью сопровождается накоплением величины погрешности нестабильности набега периодов, увеличивающейся с ростом τ_0 . Типичный характер накопления флюктуаций частоты колебаний ФГ типа [6] показан на рис. 4, в, г. Для сопоставления результатов вероятностных характеристик $St(x)$ со спектральными оценками флюктуаций на рис. 4, е показана спектральная плотность $W_f(\omega)$ периода ФГ, гистограмма флюктуаций периода которого приведена на рис. 4, б. В спектре $W_f(\omega)$ обнаружены резко выраженные периодические компоненты шума на частотах, кратных частоте питающей сети, а также, помимо низкочастотных флюктуаций периода, быстрые компоненты флюктуаций, сосредоточенные вокруг его среднего значения. Спектр собственных шумов, приведенных ко входу спектроанализатора, показан на рис. 4, д.

Для уменьшения влияния эффекта накопления собственных флюктуаций ФГ в прецизионных нониусных время-измерительных устройствах используются различные методы автоматической стабилизации периодов ФГ [1, 7, 8]. Гистограмма $St(x)$ при работе автоматической системы стабилизации периода ФГ, описанной в [7], показана на рис. 5 ($\tau_0=0,1$ с; $\Delta T=1 \cdot 10^{-9}$ с; $m=2^{12}$). Характерной особенностью приведенной гистограммы является заметное сужение ширины спектра флюктуаций периода и наличие явно выраженных границ спектра в нижней части распределения. Подобное усечение гистограммы объясняется тем, что при работе данной системы стабилизации флюктуации периодов ФГ принудительным образом ограничиваются в пределах узкого интервала значений около среднего значения величины периода.

Еще большее сужение спектра флюктуаций ФГ можно получить при использовании привязки периодов ФГ к фазе образцового СВЧ-сигнала [8], т. е. в случае переноса исходной стабильности образцового источника сигнала на генерируемую серию импульсов ФГ. Гистограмма $St(x)$ флюктуаций периода, синхронизированного СВЧ-сигналом на частоте 1 ГГц ФГ, показана на рис. 6 ($\tau_0=0,1$ с; $\Delta T=2 \cdot 10^{-10}$ с; $m=2^{12}$). Относительная долговременная нестабильность частоты СВЧ-сигнала составляла $\Delta f/f_n=1 \cdot 10^{-8}$.

Заключение. Разработанный метод исследования характеристик флюктуаций фазированных импульсных систем позволяет автоматизировать трудоемкие измерения вероятностных характеристик флюктуаций и производить их с высокой точностью при малых временах усреднения

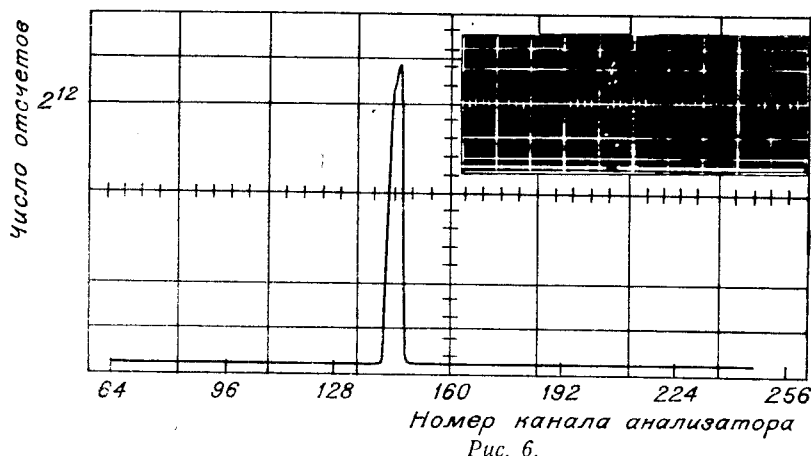


Рис. 6.

($<0,1$ с), а также осуществлять качественный анализ спектрального состава их шумов. Полученные гистограммы распределений $St(x)$ и $W_f(\omega)$ позволяют определить все необходимые параметры исследуемых процессов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Е. И. Рехин, А. А. Курашов, П. С. Чернов. Измерение интервалов времени в экспериментальной физике. М., Атомиздат, 1967.
2. Л. А. Моругин, Г. В. Глебович. Наносекундная импульсная техника. М., «Советское радио», 1964.
3. Аппаратура для частотных и временных измерений. Под ред. А. П. Горшкова. М., «Советское радио», 1971.
4. Л. А. Маталин, И. С. Нарай, С. И. Чубаров. Методы регистрации и обработки данных в ядерной физике и технике. М., Госатомиздат, 1963.
5. И. С. Гибин, А. Г. Козачок, Е. С. Нежевенко, Ю. Н. Солодкин, П. Е. Твердохлеб, Ю. В. Чугуй. Анализ спектров однополярных сигналов оптическими методами.—Автоматика, 1971, № 1.
6. И. А. Малевич, А. Ф. Чернявский. Реализация комбинированного метода анализа временных интервалов на основе верньерной техники.—Приборы и техника эксперимента, 1971, № 6.
7. С. М. Дмитриев, И. А. Малевич, А. Ф. Чернявский. Аналого-цифровая система перестройки и стабилизации частоты.—Приборы и техника эксперимента, 1971, № 2.
8. И. А. Малевич, А. Ф. Чернявский. Синхронизация импульсного генератора с задержанной обратной связью на частоте 1 ГГц.—Приборы и техника эксперимента, 1971, № 5.

Поступила в редакцию 2 апреля 1973 г.

УДК 681.325.3

Э. А. ОПАЛЕВА, В. Б. СМОЛОВ, В. С. ФОМИЧЕВ

(Ленинград)

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ПОСТРОЕНИЯ КУСОЧНО-ЛИНЕЙНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ КОДА В НАПРЯЖЕНИЕ

Функциональные преобразователи кода в напряжение (ФПКН) используются в системах централизованного контроля и сбора данных, в измерительной технике и в качестве нелинейных блоков комбиниро-