

В соответствии с ценой единицы младшего разряда 16 мВ порог чувствительности схем сравнения не превышает 4 мВ. При выбранной частоте следования счетных импульсов 50 МГц задержка распространения сигнала задается не более 30 нс. Разность между задержками пары схем сравнения должна быть меньше половины периода повторения счетных импульсов (10 нс). Указанные характеристики реализуются схемой, содержащей трехкаскадный усилитель и формирователь, подключенный к выходу усилителя. Схема выполнена с малым входным током (5—10 мкА). Этим устраняются погрешности от падений напряжений на сопротивлениях замкнутых ключей и внутреннем сопротивлении источников сигналов.

Счет импульсов с частотой следования 50 МГц осуществляется последовательностью из трех двоичных и двух пятеричных счетчиков. Такое соединение позволяет достичь скорости счета двоичного счетчика. Представление результатов преобразования производится в двоично-десятичном коде [3, 4]. Преобразование кода счетчика в двоично-десятичный код осуществляется непосредственно в процессе счета.

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. И. Швецкий. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техника», 1970.
2. P. E. H a r r i s, B. E. S i m m o n s. Dc Accuracy in a Fast Boxcar Circuit Via a Comparator.— IEEE Trans. on Electronic Computers, 1964, Vec-13, № 3.
3. Л. А. Дубицкий. Десятичное пересчетное устройство. Авторское свидетельство № 320059.— ОИПОТЗ, 1971, № 33.
4. Л. А. Дубицкий. Десятичное пересчетное устройство. Авторское свидетельство № 328530.— ОИПОТЗ, 1972, № 6.

*Поступила в редакцию 8 декабря 1972 г.,
окончательный вариант — 31 мая 1973 г.*

УДК 621.374; 681.355

И. А. МАЛЕВИЧ, А. Ф. ЧЕРНЯВСКИЙ

(Минск)

ДВУХСКАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ВРЕМЯ-КОД НА ДВУХ СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ ПО ЧАСТОТЕ РЕЦИРКУЛЯЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРАХ

Основными недостатками современных время-измерительных устройств верньерного типа, использующих классическую схему на двух импульсных рециркуляционных генераторах (РГ) [1, 2], являются относительно невысокая разрешающая способность, ограниченный динамический диапазон измерений и малая стабильность параметров временной шкалы. Все перечисленные недостатки имеют место из-за низкой стабильности частоты существующих РГ.

Для повышения точности и динамического диапазона измерений верньерных устройств разработаны различные методы, из которых наиболее эффективны следующие: автоматическая подстройка частоты РГ [2, 3], синхронизация колебаний РГ высокочастотным сигналом образцового генератора [4] и формирование обеих серий импульсов, осуществляющих преобразование время — цифра, при помощи одного РГ [5].

В разработанном верньерном устройстве, в основу которого положен комбинированный метод преобразования время—цифра, применяются более совершенные схемы стабилизации частоты, что позволило при высокой разрешающей способности (порядка $3 \cdot 10^{-10}$ с) обеспечить чрезвычайно широкий динамический диапазон измерений и высокую стабильность параметров временной шкалы.

Сущность метода. Из исследуемых потоков сигналов на входе устройства в блоке селекции выделяется пара импульсов, соответствующая началу (сигнал «Старт») и концу (сигнал «Стоп») измеряемого интервала $t_{\text{изм}}$. Преобразование этого интервала в цифровой код осуществляется поэтапно: сначала вычитается целое число эталонных периодов, затем производится интерполирование зоны неопределенности $\Delta t_{\text{изм}}$ в конце интервала (рис. 1). Для этого в фазе с сигналом «Старт» запускается импульсный генератор с задержанной обратной связью (рециркуляционный генератор РГ₁), который вырабатывает опорную серию импульсов с периодом $T_1 \ll t_{\text{изм max}}$ (серия 1), осуществляющую преобразование в код основного участка $t_{\text{изм}}$. Целое число периодов $n_1 T_1$ представляет собой «грубый» код измеряемого интервала. Из-за статистической природы измеряемых интервалов между последним импульсом эталонной серии и сигналом «Стоп» возникает зона неопределенности $\Delta t_{\text{изм}} \leq T_1$, точность измерения которой определяет ошибку дискретности квантования временного интервала. Преобразование в цифровой код участка $\Delta t_{\text{изм}}$ осуществляется нониусным интерполятором. Для этого в фазе с сигналом «Стоп» запускается РГ₂, генерирующий серию импульсов с периодом $T_2 = T_1 - \Delta T$ (серия 2). Целое число периодов $n_2 T_2$ от сигнала «Стоп» до совпадений фаз серий импульсов РГ₁ и РГ₂ представляет собой «точный» код измеряемого интервала, а величина ΔT ошибку дискретности преобразования (шаг квантования). Когда $t_{\text{изм}} \leq T_1$, преобразование ведется только по одной точной дискретной шкале.

Методы стабилизации частоты РГ. В двухшкальном преобразователе время—код (ПВК) предъявляются качественно различные требования к стабильности частоты обоих РГ; РГ₂ по сравнению с РГ₁ может иметь существенно (на один-два порядка) меньшую стабильность частоты, так как динамический диапазон измерений интерполяционного преобразователя значительно меньше общего динамического диапазона устройства. Требования к стабильности частоты РГ₁ и РГ₂ определяют различные способы стабилизации частоты этих генераторов.

Исходная относительная нестабильность частоты используемых РГ [6] составляет около $\pm 10^{-5}$. Жесткая стабилизация частоты РГ₁ достигается путем синхронизации его колебаний СВЧ-сигналом образцового генератора. Для уменьшения неопределенности при фазировании РГ₁ потоком случайных старт-сигналов частота синхронизирующего сигнала выбрана равной 1,25 ГГц.

Непосредственная подача синхронизирующего сигнала в схему РГ₁ [6] с частотой 1,25 ГГц приводит к возникновению паразитных многочастотных режимов генерации и к срыву колебаний из-за детектирования синхронизирующего сигнала на различных участках низкочастотных элементов схемы. Синхронизация импульсного РГ₁ внешним гармоническим сигналом частотой 1,25 ГГц выполняется при помощи несимметричной полосковой линии с диэлектрическим заполнением. Функциональная схема тракта передачи СВЧ-сигнала в схему РГ₁ приводится на рис. 2.

Сигнал синхронизации от образцового кварцевого генератора (КГ) через умножитель частоты (УЧ) подается в полосковую линию, на входе которой имеется фильтр верхних частот (ФВЧ), а на выходе — низкочастотный фильтр (ФНЧ). В точке максимума напряженности поля несимметричной полосковой линии — между заземленным основанием и серединой центрального проводника включен туннельный диод, являющийся пороговым элементом входного стандартизатора импульсов РГ₁.

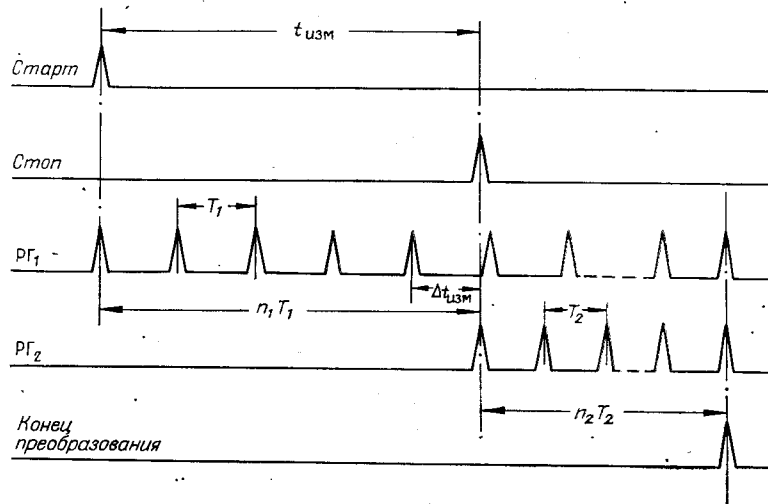


Рис. 1.

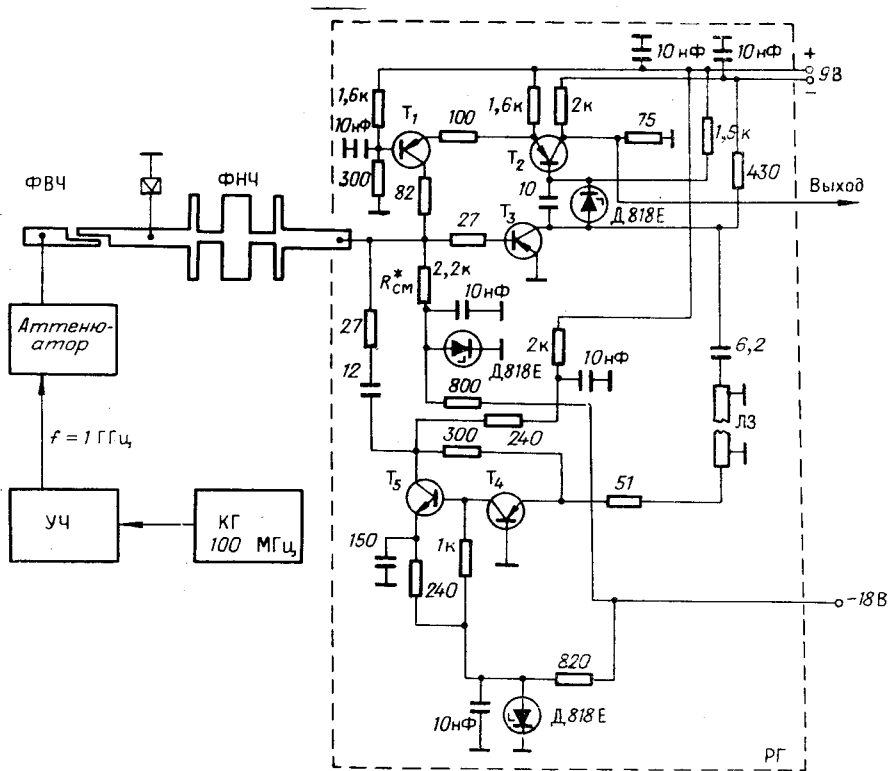


Рис. 2.

(T_1 — T_3). Помимо стандартизатора, схема РГ₁ содержит электромагнитную линию задержки (ЛЗ) на коаксиальном радиочастотном кабеле типа РК-50-2-14 и согласующий усилитель (T_4 — T_5 ; период $T_1 = 51,2$ нс). Устойчивая синхронизация имеет место при мощности гармонического сигнала $P_c \approx 120$ мкВт; при этом полоса синхронизации достаточно широка и составляет ± 10 МГц. Долговременная относительная нестабильность частоты синхронизированного РГ₁ полностью определяется нестабильностью образцового сигнала и не превышает приблизительно 10^{-8} .

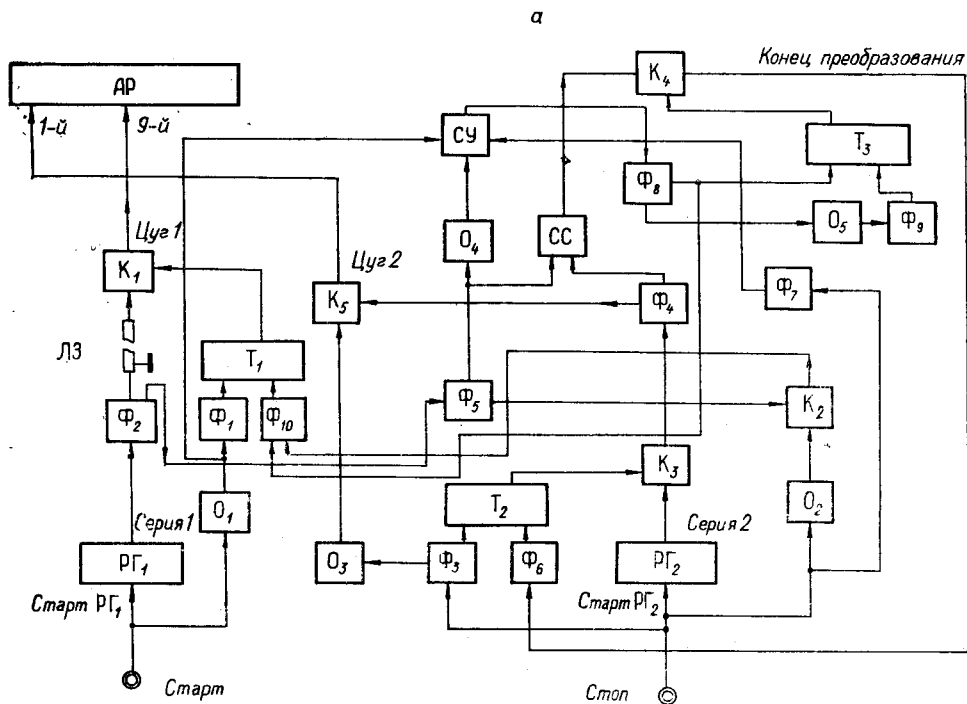
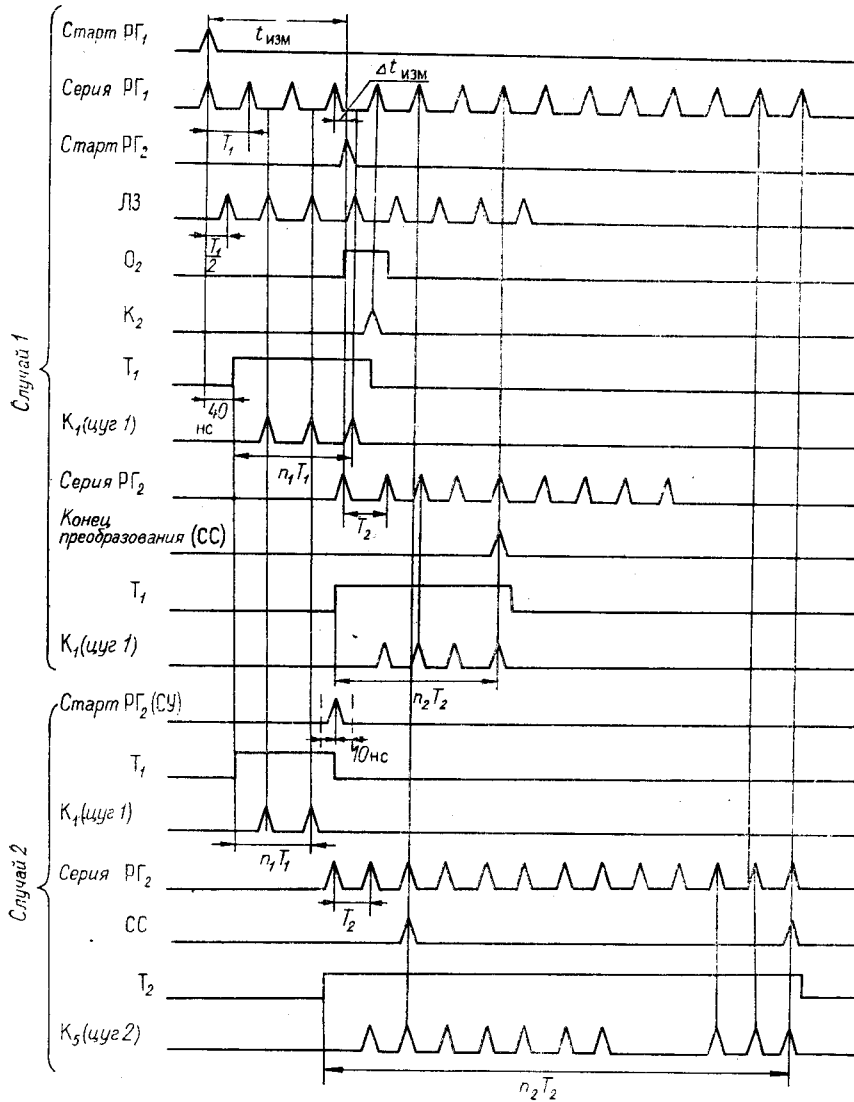


Рис. 3.

Стабилизация периода $РГ_2$ также осуществляется по образцовой частоте кварцевого генератора. Автоматическая система стабилизации частоты (АСС) $РГ_2$ [7] состоит из цифрового измерителя отклонения частоты от выбранного номинального значения f $РГ_2$ и аналогового устройства коррекции, управляющего частотой при помощи изменения внутренней температуры термостата, в котором размещается схема $РГ_2$. Стабилизация частоты $РГ_2$ осуществляется независимо от режима работы измерительных цепей ПВК. В режиме непрерывной генерации $РГ_2$ АСС обеспечивает долговременную относительную нестабильность частоты интерполяционной серии $\pm 1 \cdot 10^{-6}$ (при $T_2 = 51,1$ нс). При наличии статистических загрузок измерительных цепей АСС анализирует количество импульсов, погашенных в процессе фазирования $РГ_2$, и добавляет необходимые числа в счетчик цифрового интенсиметра. Данная схема АСС эффективно работает при среднестатистических нагрузках до 100 кГц; у верхней границы указанного диапазона частот относительная нестабильность частоты $РГ_2$ не превышает величины $\pm 3 \cdot 10^{-6}$.

Выбор величины шага квантования ΔT . Использование обычных $РГ$ в качестве генераторов опорных серий позволяет производить строгое фазирование начала серии с сигналами «Старт» и «Стоп». При синхронизации эталонного $РГ_1$ гармоническим сигналом появляется дополнительная ошибка дискретности в начале серии 1, величина которой определяет выбор разницы периодов T_1 и T_2 , т. е. шага квантования временного интервала. При равновероятном в пределах интервала T_c законе распределения временного положения импульса, соответствующего началу измеряемого интервала, среднеквадратичная ошибка дискретности в начале временной шкалы равна $\sigma = \sqrt{D} \approx 0,29T_c = 0,21$ нс (T_c — период СВЧ-сигнала).

Величина шага квантования ΔT в основном режиме работы ПВК выбирается равной 10^{-10} с, для того чтобы ширина спектральной линии ПВК за счет инструментальной погрешности не превышала дисперсии



начального участка шкалы. Однако при необходимости величина шага квантования ΔT может быть легко увеличена до $\Delta T = 0,8 \cdot 10^{-9}$ с путем перестройки частоты РГ₂ в АСС.

В схеме совпадений (СС) используется принцип суммирования импульсов тока на нелинейном элементе [8]. Разрешающее время СС (ширина на полувысоте кривой задержанных совпадений 0,6 нс) получено благодаря использованию предварительного двухступенчатого обострения совпадающих импульсов на диодах с накоплением заряда.

Поскольку шаг квантования измеряемых временных интервалов ПВК устанавливается разностью периодов двух жестко стабилизированных РГ, то его величина (в отличие от классической схемы нониуса) может быть выбрана меньше разрешающего времени СС. При этом момент окончания циклов преобразования в ПВК фиксируется по первому выходному импульсу СС. Таким образом, в рабочем диапазоне измерений разрешающее время СС практически не оказывает влияния на разрешающую способность ПВК. При шаге квантования ПВК около 0,1 нс разре-

шающая способность преобразователя определяется неопределенностью запуска первого РГ (среднеквадратичной ошибкой дискретности σ в начале шкалы), синхронизируемого СВЧ-сигналом с частотой 1,25 ГГц.

Устранение неопределенности при выделении «грубого» и «точного» кодов преобразования. Одной из основных погрешностей, возможных при построении многошкальных ПВК, является неоднозначное выделение кодов измеряемого интервала [9, 10] из-за конечной скорости переключения вентильных логических элементов. Однако при рациональном построении схем выделения в нониусных ПВК погрешности данного типа полностью устраняются.

Сущность метода однозначного выделения «грубого» кода заключается в определении конца выделения серии 1 в строго фиксированный момент n -го периода T_1 независимо от временного положения сигнала «Стоп» (рис. 3, а, б). Импульс «Старт» через одновибратор (O_1) и формирователь Φ_1 устанавливает триггер (T_1) в состояние «1». После поступления импульса «Стоп» O_2 на время около 70 нс открывает клапан 2 (K_2), через который проходит ближайший импульс серии 1 и возвращает T_1 при помощи Φ_{10} в исходное состояние «0». Выходным напряжением T_1 управляется K_1 : он открыт, если T_1 находится в состоянии «1». На второй вход K_1 подается серия 1, сформированная Φ_2 и задержанная на $T_1/2$ линией задержки (ЛЗ). На выходе K_1 формируется цуг 1, который определяет число n_1 целых периодов T_1 , укладывающихся на измеряемом интервале $t_{изм.}$. «Грубый» код $n_1 T_1$ подается на 9-й разряд 27-разрядного адресного регистра (АР).

По импульсу «Стоп» одновременно с определением конца «грубого» кода начинается выделение кода интерполяции. Для этого через Φ_3 в состояние «1» устанавливается T_2 , открывается K_3 и через него проходят импульсы серии 2 на Φ_4 , формирующий импульсы перед подачей на СС. На другой вход СС подаются непрерывно импульсы серии 1, сформированные Φ_2 и Φ_5 . Когда СС срабатывает, ее входной импульс проходит через нормально открытый K_4 , формируется Φ_6 и переключает T_2 в исходное состояние. Закрывается K_3 , и подача импульсов серии 2 на СС прекращается. Из серии 2, прошедшей K_3 и Φ_4 при помощи K_5 , выделяется цуг 2 («точный» код), который подается в первый разряд АР.

При помощи O_1 и K_5 осуществляется подавление первого импульса серии 1 и серии 2, так как началу кода измерения соответствует не первый, а второй импульс каждой серии.

Точная стыковка шкал ПВК. Для получения однородной временной шкалы необходима точная стыковка двух шкал ПВК. С этой целью, во-первых, отношение $T_1/\Delta T = 2^9$ выбирается кратным 2, что позволяет суммировать импульсы обоих кодов в одном двоичном счетчике. Во-вторых, в ПВК приняты меры для полного устранения ошибки дискретности в один «грубый» интервал квантования T_1 , которая возможна из-за конечной длительности импульсов серии 1 в случаях, когда импульс «Стоп» близок по фазе к импульсу серии 1 (см. рис. 3, а, б). Предположим, что импульс «Старт-2» накладывается на спад одного из импульсов в серии 1 (на рис. 3, б (случай 2) находится правее его), при этом через K_2 на T_1 раньше положенного на время T_1 приходит импульс сброса и в цуге 1 на выходе K_1 на единицу уменьшается число импульсов «грубого» кода, т. е. по отношению к измеряемому интервалу возникает просчет в один период T_1 . Данный просчет восстанавливается в устройстве за счет более продолжительной работы верньерного интерполятора, который при этом работает до второго срабатывания схемы совпадений. Наличие импульса «Стоп» на правом склоне одного из импульсов серии 1 фиксируется стробирующим устройством (СУ). На один вход СУ подаются импульсы серии 1, сформированные Φ_2 , Φ_5 и O_4 (выходные сигналы O_4 имеют длительность около 10 нс); на другой вход СУ поступает сформированный на Φ_7 импульс «Стоп» с длительностью порядка 3 нс. При совпадении

во времени входных импульсов Φ_4 и Φ_7 на выходе СУ вырабатывается сигнал, который через Φ_8 устанавливает T_3 в состояние «1». Одновременно импульс Φ_8 через Φ_{10} подтверждает нулевое состояние T_1 . Импульс Φ_8 используется также для возвращения T_3 в исходное нулевое состояние, но перед этим он задерживается O_5 на время порядка 5 мкс и формируется Φ_9 , предотвращая тем самым образование на выходе K_4 импульса «Конец преобразования» по первому срабатыванию СС. После первого срабатывания СС, верньерный преобразователь начинает измерять период T_1 . Так как время измерения периода $T_1 > 5$ мкс, то к моменту второго срабатывания СС клапан K_4 будет открыт и поэтому на его выходе по второму совпадению формируется импульс «Конец преобразования», фиксирующий на K_3 окончание «точного кода».

Заключение. Реализованный способ стабилизации опорных серий импульсов в двухшкальном верньерном ПВК позволил получить высокие метрологические характеристики устройства, которые проверялись с системой регистрации 1024-канального временного анализатора [11] в динамическом диапазоне измерений от $3 \cdot 10^{-10}$ до 10^{-2} с. Разрешающее время ПВК в начале измеряемого диапазона составляет $3 \cdot 10^{-10}$ с, в конце — не превышает $\pm 1 \cdot 10^{-9}$ с. Суточная нестабильность шага квантования ΔT с учетом временных и температурных дрейфов в лабораторных условиях не превышает 0,01%. Дифференциальная нелинейность преобразования время — код определяется работой интерполяционного преобразователя и с учетом мест стыковки точной и «грубой» шкал составляет около 1,5%. Динамический диапазон ПВК можно легко расширить, применяя в качестве опорных молекулярные стандарты с более высокой стабильностью частоты.

Таким образом, разработанный способ стыковки шкал не только устраняет возможную погрешность в один «грубый» шаг квантования, но и обеспечивает достаточно высокую однородность временной шкалы и стабильность ее параметров в широком динамическом диапазоне. Широкие перспективы имеет разработанный принцип гибридизации цифровых время-измерительных устройств с элементами СВЧ-техники, позволяющий по новому решить целый комплекс задач автоматического анализа характеристик случайных потоков временных интервалов и, в частности, открывает возможность дальнейшего повышения разрешающей способности ПВК путем увеличения частоты синхронизирующего СВЧ-сигнала до 3 ГГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Е. И. Рехин, В. М. Панкратов, И. С. Крашенников. Преобразователь временных интервалов в цифровой код.— В сб. «Многоканальные измерительные системы в ядерной физике», вып. 5. М., Госатомиздат, 1963.
2. Е. И. Рехин, А. А. Курашов, П. С. Чернов. Измерение интервалов времени в экспериментальной физике. М., Атомиздат, 1967.
3. А. А. Курашов, А. Ф. Линева, Б. В. Рыбаков, В. А. Сидоров. Многоканальный спектрометр по времени пролета.— Атомная энергия, 1968, т. 5, вып. 2.
4. P. J. Kindlman, J. Sunderland. Phase Stabilized Vernier Chronotron.— *Rew. Scient. Inst.*, 1966, v. 37, № 4, 445.
5. К. Н. Бакиновский, В. В. Грек, И. А. Малевич, А. Ф. Чернявский, А. К. Якушев. Время-импульсный преобразователь на аналого-динамическом запоминающем устройстве.— Приборы и техника эксперимента, 1971, № 2.
6. К. Н. Бакиновский, И. А. Малевич, А. Ф. Чернявский, А. К. Якушев. Быстродействующий рециркуляционный генератор с малой относительной нестабильностью частоты.— Приборы и техника эксперимента, 1970, № 6.
7. С. М. Дмитриев, И. А. Малевич, А. Ф. Чернявский. Аналого-цифровая система перестройки и стабилизации частоты рециркуляционного генератора.— Приборы и техника эксперимента, 1971, № 2.
8. H. Nigamata, I. Jim. Parallel Tunnel Diode Coincidence Circuit.— *IEEE Trans. Nuclear Science*, 1970, v. NS — 17, № 2.
9. К. Н. Бакиновский, В. А. Плотников, Б. В. Рыбаков, А. Ф. Чернявский. Прибор для анализа кратковременных частотных флуктуаций квазигармонических сигналов.— Журнал прикладной спектроскопии, 1970, т. XIII, вып. 3.

10. П. М. Кочканов. О погрешности стыковки интерполяционного измерителя интервалов времени.— Вопросы радиоэлектроники, серия РТ, 1970, вып. 6.
11. В. В. Грек, А. Н. Писаревский, А. Ф. Чернявский, А. К. Якушев. Многоканальный временной анализатор верньерного типа.— Приборы и техника эксперимента, 1971, № 2.

Поступила в редакцию 13 июля 1971 г.,
окончательный вариант — 6 сентября 1972 г.

УДК 621.317.725

А. Н. КАСПЕРОВИЧ, Н. В. ЛИТВИНОВ, В. И. СОЛОНЕНКО

(Новосибирск)

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЦИФРОАНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ИНВЕРТИРОВАННОЙ МАТРИЦЕЙ $R - 2R$

В настоящее время интенсивно исследуются и разрабатываются цифроаналоговые преобразователи (ЦАП), основанные на суммировании токов на матрице $R - 2R$. Их работа основана на применении активных генераторов тока и диодных ключей. Как правило, подобные ЦАП имеют высокое быстродействие и легко поддаются выполнению в микроэлектронном виде. Недавно появились сообщения [1—3] о создании микроэлектронного ЦАП с так называемой инвертированной матрицей, у которого в отличие от обычных матрица $R - 2R$ включена в эмиттерные, а не в коллекторные цепи. Он прост, не нуждается в регулировках, обеспечивает высокую точность в весьма широком диапазоне температур, требования к безреактивности резисторов матрицы невелики, хорошо работает при изменении опорного напряжения, что позволяет использовать его для выполнения математических операций. Однако анализа погрешности этого ЦАП в литературе нет; причины, по которым данный преобразователь обеспечивает хорошие метрологические параметры, не очевидны.

Принципиальная схема ЦАП представлена на рис. 1, а. Работает он следующим образом. Операционный усилитель OU_1 выполняет роль буферного усилителя. На его вход поступает опорное напряжение либо от внешнего, либо от внутреннего источника. Коэффициент передачи OU_1 равен 1. OU_2 выполняет роль следящего источника питания баз источников тока. Он следит за тем, чтобы через R_1 при неизменном входном опорном напряжении протекал постоянный ток, не зависящий от колебаний питающих OU_2 напряжений и β транзистора T_2 . Через R_2 протекает при этом несколько больший ток (отличие — на ток базы T_2). Если T_1 и T_2 одинаковы, то ток коллектора T_2 будет с высокой степенью точности равен току через R_1 независимо от колебаний питающих напряжений и температурных изменений β транзисторов, а также от температурного дрейфа напряжения $U_{\text{бэ}}$ транзисторов.

Ниже рассматриваются специфические погрешности подобного ЦАП, вызываемые изменением падения напряжения на эмиттерном переходе генератора тока от разряда к разряду $\Delta U_{\text{бэ}}$, а также различием в коэффициентах передач транзисторов β из-за отличия токов в разрядах. Кроме того, рассматриваются типы ключей, пригодных для работы в данном ЦАП.

Эквивалентная схема ЦАП для расчета погрешностей токов в ветвях токозадающей матрицы, вызываемых падениями напряжения на переходах эмиттер — база генераторов тока, представлена на рис. 1, б,