

9. Subroutines for CAMAC ESONE/SR/01: ESONE Comitee, 1978.
10. Будячевский И. А. Расширение возможностей программирования на языке С // Труды XIX Всесоюз. школы по автоматизации научных исследований.— Новосибирск: ИАиЭ СО АН СССР, 1985.
11. Виноградов В. И., Росляков А. Д. Язык реального времени BASCAL для программирования систем КАМАК // Управ. сист. и маш.— 1978.— № 6.
12. Бредихин С. В., Песляк П. М. SATY-M: система для программирования аппаратуры КАМАК. Модифицированный вариант.— Новосибирск, 1981. (Препринт/АН СССР, Сиб. отд-ние, ИАиЭ; № 166).
13. Подольский Л. В. Система QUASIC для программирования на мини-ЭВМ.— Пушкино, 1980. (Препринт/АН СССР, ИЦБИ; № 4).
14. Hardekopf R. A., Poore R. V., Sunier J. M. Event analysis language for high-speed data acquisition // IEEE Trans. on Nucl. Sci.— 1981.— V. NS-28, N 5.— P. 3853.
15. Яновский Г. Я. Модульная инструментальная система программирования экспериментов САНПО-3.— Новосибирск, 1985. (Препринт/АН СССР, Сиб. отд-ние, ИАиЭ; № 267).
16. The Definition of IML, a Language for Use in CAMAC Systems. ESONE/IML/01: ESONE Secretariat, 1974.
17. Выставкин Е. Н., Олейников А. Я., Панкрац Е. В. Реализация унифицированных средств программирования КАМАК-систем на ЭВМ серии СМ-4 («Электроника 60»)— М., 1985.— (Препринт/АН СССР, ИРЭ; № 4).
18. Real-Time BASIC for CAMAC ESONE/RTB/02: ESONE Comitee, 1976.
19. CC11 CAMAC Crate-PDP-11 Interface Type 116: CERN — NP CAMAC, Note 43—00, 1972.
20. Ступин Ю. В. Методы автоматизации физических экспериментов и установок на основе ЭВМ.— М.: Энергоатомиздат, 1983.
21. Кузьменко В. Г., Осипов В. А., Щелканов Ю. В. Программное обеспечение для работы с аппаратурой СУММА в операционных системах RSX-11M/S.— Серпухов, 1984. (Препринт/ИФВЭ; № 84-161).

*Поступила в редакцию 16 декабря 1985 г.*

УДК 621.317.791

Э.-А. К. БАГДАНСКИС, В. Б. КВЯДАРАС  
(Вильнюс)

## ИЗМЕРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЦАП

Одной из наиболее сложных задач метрологического обеспечения производства сверхбыстродействующих интегральных ЦАП является измерение их динамических параметров. Это связано с регистрацией коротких интервалов времени (порядка единиц или десятков наносекунд) при низких уровнях отсчета (порядка единиц милливольт для 6—8-разрядных ЦАП). Классические методы измерения временных интервалов наносекундной длительности [1] из-за сравнительно больших погрешностей измерения не применимы. Поэтому для решения задачи в данном случае предложено сочетать точное преобразование временного масштаба исследуемого сигнала [2—4] с новым способом измерения [5, 6]. Однако анализ погрешностей измерения таких измерителей не производился.

В измерителе, структурная схема которого показана на рис. 1, формирователь импульсов начинает работать от выходного сигнала первого кварцевого генератора КГ1 с частотой повторения  $F_c$ , а сигналом второго кварцевого генератора КГ2 запускается формирователь строб-импульсов с частотой повторения  $F_c + \Delta F$ , причем  $F_c \gg \Delta F$ .

В связи с тем, что частота следования строб-импульсов выбрана больше частоты повторения исследуемых сигналов, преобразование временного масштаба последних происходит по обратной шкале времени. Это позволяет существенно упростить схему обработки измерительной информации, так как время установления сигнала будет измеряться от момента первого выхода мгновенного значения измеряемого сигнала  $U_{\text{ЦАП}}$  из зоны, образованной уровнями отсчета, до момента времени, когда

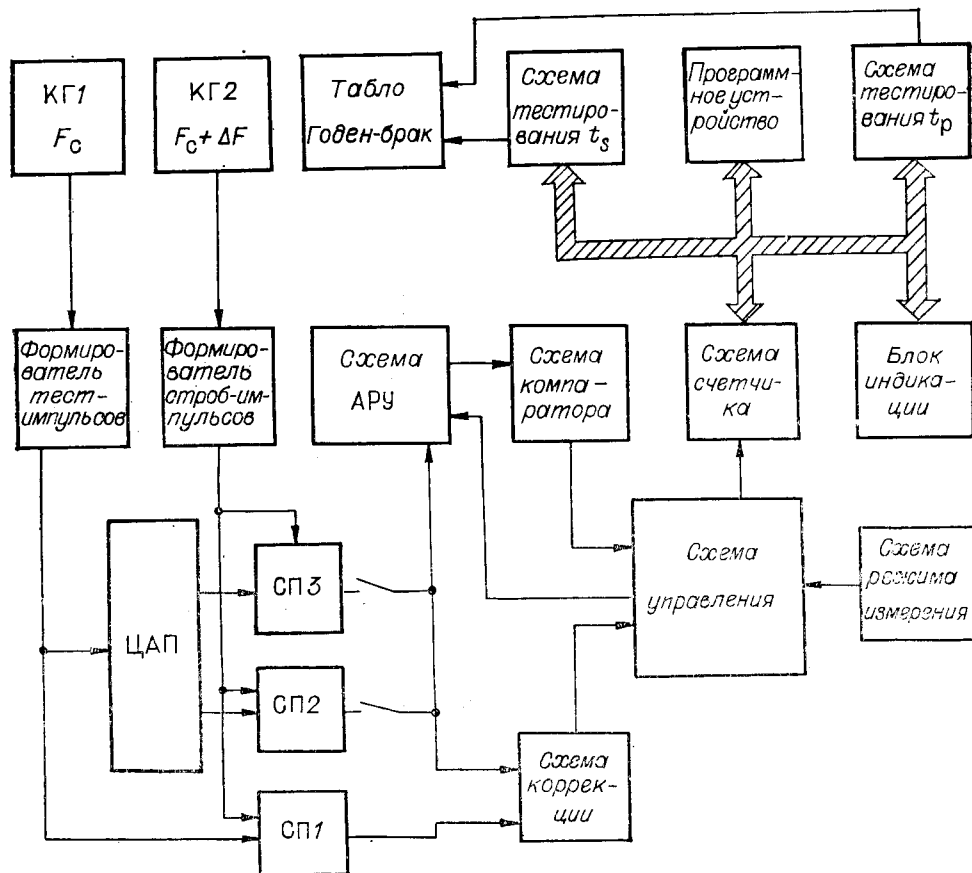


Рис. 1. Структурная схема тестера:  
СП — стробоскопические преобразователи

мгновенное значение входного сигнала  $U_T$  достигает половины амплитуды (рис. 2, б). При этом коэффициент трансформации временного масштаба равен

$$q = F_c / \Delta F. \quad (1)$$

В измерителе применены стробоскопические преобразователи (СП), работающие в режиме пикового детектирования и обладающие сравнительно высоким коэффициентом передачи, малым уровнем внутренних шумов и простой схемой [2, 3]. Малые габаритные размеры СП позволяют подключать их непосредственно к выводам контактора исследуемого ЦАП. Таким образом исключается возможность возникновения погрешностей измерения динамических параметров из-за отражений и наводок, возникающих в сигнальном тракте измерителя. Кроме того, входная емкость измерителя уменьшается до 2–3 пФ и практически не влияет на результаты измерения.

В схеме коррекции из сигналов СП1 и СП2 или СП3 формируются сигналы «Старт» и «Стоп» для измерения задержек  $t_p$  распространения, которые через схему управления поступают на схему счетчика. В нем производится цифровое измерение этих сигналов.

При определении времени установления ЦАП сигнал с выхода второго (третьего) СП подается на схему АРУ. В данной схеме сигнал типа меандр, поступающий с выхода усилителя с регулируемым усилением, проходит разделительную емкость и подается на схему сравнения. При отклонении амплитуды этого сигнала от заданной схема сравнения выработывает сигнал управления цифровой схемой, изменяющей коэффициент усиления усилителя с регулируемым усилением, и, таким образом,

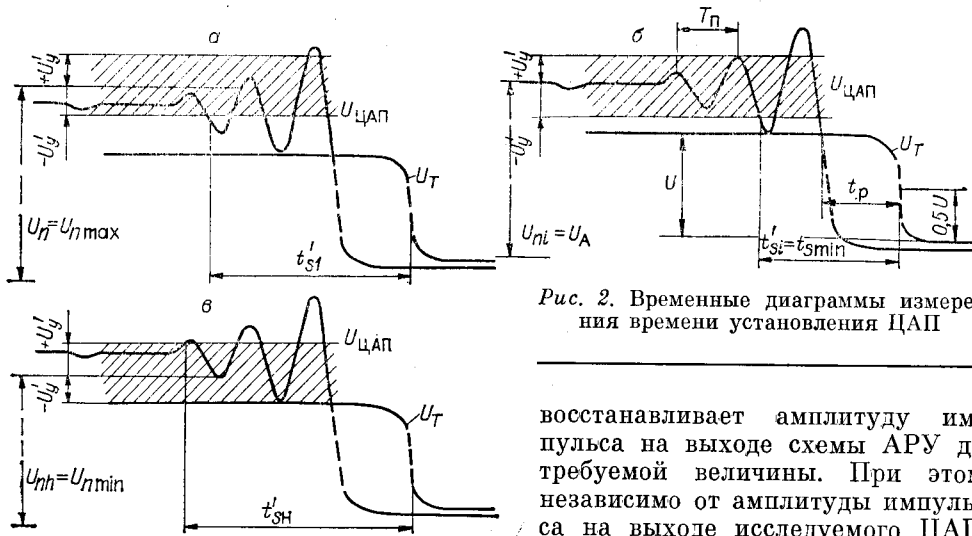


Рис. 2. Временные диаграммы измерения времени установления ЦАП

схемы компаратора будет одинаковой, а уровни отсчета, выставленные в схеме компаратора, постоянными.

Уровни отсчета в схеме компаратора выбираются из условия

$$U_{y1,2} = U_{n \max} \pm U'_y, \quad (2)$$

где  $U_{n \max}$  — максимальная величина вспомогательного напряжения;  $U'_y$  — уровни отсчета, равные, например, 0,5 единицы младшего разряда (ЕМР). Когда мгновенное значение измеряемого сигнала становится больше верхнего или меньше нижнего уровня отсчета (рис. 2, а), схема компаратора генерирует сигнал «Старт»  $t_s$ . Этот сигнал подается на схему управления, причем в схеме счетчика начинается измерение времени установления. Импульс «Стоп»  $t_s$ , вырабатываемый в схеме коррекции, измерение останавливает. В схеме счетчика запоминается значение  $t'_s$ . После этого величина постоянного напряжения уменьшается на определенную величину и измерение повторяется. В памяти схемы счетчика фиксируется меньшая из измеренных величин. При величине  $U_n$ , равной амплитуде измеряемого импульса  $U_A$ , измеренное время будет наименьшим (см. рис. 2, б), а при дальнейшем уменьшении  $U_n$  до  $U_{n \min}$  измеренная величина возрастает (рис. 2, в). Таким образом, запомненная в схеме счетчика наименьшая измеренная величина  $t'_{s \min}$  является измеряемой величиной времени установления  $t_s$ . Это позволяет отказаться от измерения амплитуды исследуемого импульса. С выхода схемы счетчика двоично-десятичные кодовые сигналы поступают на блок индикации и схему тестирования. В последней производится оценка результата измерения по коду, заданному программным устройством. Схема режима измерения предназначена для управления алгоритмом измерения и установки ручного, полуавтоматического или автоматического режимов.

Рассматриваемый способ дает возможность исключить дополнительные погрешности измерения из-за появления на плоской части преобразованного исследуемого импульса различных неравномерностей, вызванных нежелательным прохождением импульсов управления через паразитные емкости корпуса ЦАП или контактора, наводок и т. п., размах которых меньше 0,5 ЕМР.

Суммарная погрешность измерения времени установления

$$\delta t_s = \sqrt{\delta_{UB}^2 + \delta_{СП}^2 + \delta_{Ш}^2 + \delta_{М}^2 + \delta_{Ц}^0 + \delta_{ПХ} + \delta_{Н}}, \quad (3)$$

где 
$$\delta_{UB} = 2 \frac{U \delta U}{S t_H} \quad (4)$$

— относительная погрешность, возникающая в результате неточности установки уровней отсчета сигнала «Стоп»;  $U$  — амплитуда тест-импульса;  $t_n$  — номинальное значение времени установления;  $S$  — средняя крутизна тест-импульса;  $\delta_{ц}$  — относительная погрешность, вносимая схемой цифрового отсчета;  $\delta_{пх}$  — погрешность, вызванная конечным временем нарастания переходной характеристики СП;  $\delta_{сп}$  — относительная погрешность, вносимая СП;  $\delta_n$  — погрешность, обуславливаемая нелинейностью амплитудной характеристики тестера;  $\delta_{ш}$  — относительная погрешность от внутренних шумов тестера;  $\delta_m$  — относительная методическая погрешность измерения;  $\delta_U$  — относительная погрешность, вызванная искажениями формы сигнала.

Вследствие конечного времени нарастания переходной характеристики (ПХ) измерителя длительность обоих фронтов измеряемых импульсов увеличивается. В [7] показано, что в случае, когда время нарастания ПХ в 5 и более раз короче длительности фронта измеряемого импульса, погрешность измерения не превышает  $\pm 2\%$ .

Под действием нелинейности амплитудных характеристик СП и схемы коррекции уровни отсчета смещаются, вследствие чего и возникает погрешность измерения времени установления  $\delta_n$ . Проведенный анализ показывает, что при амплитудной нелинейности тестера, достигающей 10%, величина погрешности  $\delta_n$  не превышает 0,2% и в (3) может не учитываться.

Под действием внутренних шумов тестера возникает случайная погрешность измерения времени задержки распространения, равная

$$\delta_{ш} = \frac{\sqrt{U_{ш}^2}}{St_n}, \quad (5)$$

где  $U_{ш}$  — мгновенное значение напряжений внутренних шумов тестера.

Случайная погрешность  $\delta_{сп}$ , обусловленная временной нестабильностью коэффициента трансформации временного масштаба (нестабильностью временной шкалы), определяется нестабильностями частоты КГ и их разностной частоты.

Погрешность, возникающая из-за нестабильности частоты КГ, незначительна ( $< 0,01\%$ ) и может не учитываться. Тогда

$$\delta_{сп} \approx K_n F_c (\delta F_c) / \Delta F, \quad (6)$$

где  $K_n$  — коэффициент влияния.

Так как КГ питаются от одного источника питания, в них используются резонаторы того же типа и сами они находятся примерно в одинаковых температурных условиях, практически  $K_n \approx 0,9$ .

Погрешность  $\delta_n$  в случае использования импульсов от КГ

$$\delta_n = 100 / qt_n F_c. \quad (7)$$

Методическая погрешность измерения

$$\delta_m = \sqrt{\delta_{мз}^2 + \delta_y^2 + \delta_n^2}, \quad (8)$$

где  $\delta_{мз}$  — относительная погрешность определения времени установления путем выбора минимального значения  $t_s$ ;  $\delta_y$  — относительная погрешность измерения  $t_s$ , вызванная погрешностью установки уровней отсчета;  $\delta_n$  — относительная погрешность, обусловленная искажениями формы сигнала в СП.

Проведенные расчеты и экспериментальные исследования показали, что в случае осциллирующего характера процесса установления выходного сигнала ЦАП амплитудная погрешность установки уровней отсчета  $\delta_y$  практически не влияет на результат измерения величины  $t_s$ , так как

$$S_k \Delta U / (U_c K_{сп} K_c) \ll U_n - U_{n-1}, \quad (9)$$

где  $S_k$  — чувствительность схемы сравнения применяемого компаратора;

$\Delta U$  — абсолютная погрешность поддержания амплитуды выходного сигнала ЦАП в схеме АРУ;  $U_c$  — амплитуда выходного сигнала ЦАП;  $K_{сп}$  и  $K_c$  — коэффициенты передачи стробоскопического преобразователя и системы АРУ соответственно;  $U_n, U_{n-1}$  — амплитуды двух соседних осцилляций на измеряемом сигнале.

Предложенный способ позволяет отказаться от точного измерения амплитуды импульса, так как в нем предусмотрена нормализация амплитуд. Это исключает погрешности измерения времени установления, вызванные неравномерностями и искажениями плоской части импульса с амплитудами, не превышающими уровней отсчета, следовательно, величиной  $\delta_m$  можно пренебречь.

Тогда методическая погрешность принимает вид

$$\delta_m = \pm 100/4F_n t_n, \quad (10)$$

где  $F_n = 1/T_n$  — частота осцилляции выходного сигнала ЦАП;  $t_n$  — ожидаемое значение параметра  $t_s$ .

С учетом (3) — (10) получаем

$$dt_s = \sqrt{\left(\frac{U\delta_m}{St_n}\right)^2 + \left(\frac{K_b F_T \delta F_T}{\Delta F}\right)^2} + \left(\frac{\sqrt{U_{ш}^2}}{St_n}\right)^2 + \left(\frac{100}{4F_n t_n}\right)^2 + \frac{100}{qt_n F_s} + \delta_{п}. \quad (11)$$

Результаты расчетов и экспериментальных исследований показывают, что большое влияние на результат измерения оказывают внутренние шумы СП ( $\delta_{ш} \leq 2 \dots 3\%$ ) и методическая погрешность ( $\delta_m \leq 5 \dots 6\%$ ). Суммарная же величина погрешности измерения времени установления 8-разрядных ЦАП на уровнях отсчета  $\pm 0,5$  ЕМР не превышает  $\pm 10\%$ . Следует отметить, что погрешность измерения, возникающая из-за ограниченного времени установления ПХ, является систематической и может быть исключена из результата измерения.

Погрешность измерения времени установления величиной 3—20 нс не превышает 10%. Следовательно, предложенный способ может быть применен для автоматизированного измерения динамических параметров сверхбыстродействующих ЦАП.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Сапрыкин В. С., Кузнецов Н. И., Докучаев М. И., Острецов Б. В. Измерение динамических параметров интегральных схем. — М.: Сов. радио, 1979.
2. Багданскис Э.-А. К., Квядарас В. Б., Найденов А. И., Нарбутас М. И. Стробоскопический преобразователь для измерения динамических параметров быстродействующих ЦАП // Радиоэлектроника: Труды вузов ЛитССР. — Вильнюс — 1982. — Т. 18, № 3.
3. Квядарас В. Б. Вопросы построения точных стробоскопических измерителей временных интервалов // Вопр. радиоэлектроники. Сер. РТ. — 1975. — Вып. 3.
4. А. с. 1029089 (СССР). Стробоскопический измеритель временных интервалов / В. Б. Квядарас, Э. К. Багданскис, А. И. Найденов, М. И. Нарбутас. — Оpubл. в БИ, 1983, № 26.
5. А. с. 1084704 (СССР). Способ измерения времени установления переходных процессов четырехполюсников / В. Б. Квядарас, Э. К. Багданскис, А. И. Найденов, М. И. Нарбутас. — Оpubл. в БИ, 1984, № 13.
6. Багданскис Э. К., Квядарас В. Б., Бартулис П. Ю., Мисеркеев Г. М. Тестер для измерения динамических параметров сверхбыстродействующих ЦАП // Электрон. пром.-сть. — 1985. — Вып. 9 (147).
7. Берг Р. Точность временной развертки — ключ к высокой точности осциллографических измерений временных интервалов // Электроника. — 1975. — Т. 48, № 21.

Поступила в редакцию 13 мая 1986 г.