

цифрового разравнивания дифференциальная нелинейность $\delta_{ст.} \delta_{разр}$ при накоплении $75 \cdot 10^3$ отсчетов на канал составила 0,5%, что согласуется с изложенным выше. На рис. 4, а—г и 5, а—г представлены гистограммы, полученные в реальных условиях соответственно без разравнивания и с разравниванием. Разработанный АЦП находится в эксплуатации в течение полугода.

В заключение автор считает своим приятным долгом выразить благодарность А. Н. Касперовичу за полезные обсуждения и В. Е. Солобьеву за помощь при проведении экспериментальных исследований АЦП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крашенинников И. С., Курочкин С. С., Матвеев А. В., Рехин Е. И. Современная ядерная электроника. Т. 1. Измерительные системы и устройства. М., Атомиздат, 1974.
2. Гриднев Г. Ф., Челноков Л. П. Некоторые методы исследования характеристик амплитудных кодировщиков.— В кн.: Труды VI Международного симпозиума по ядерной электронике, 23—30 сентября, 1971, Варшава, ОИЯИ. Дубна, изд. ОИЯИ, 1972, Д13 — 6210.
3. Gatti E.— "IEEE Trans.", 1969, vol. NS-16, N 5, p. 10.
4. Codeur d'amplitude с. 97. France, Intertechnique, 1969.
5. Данилевич В. В., Чернявский А. Ф., Чудовский В. А. Двухступенчатый аналого-цифровой преобразователь со статистической линеаризацией шкалы.— «Вестн. Белорус. ун-та. Сер. I. Мат., физ., мех.», Минск, 1976. (№ 2912 — 76 Деп.)
6. Глушковский М. Е. Анализ дифференциальной нелинейности прецизионных амплитудных преобразователей.— ПТЭ, 1970, № 3, с. 142.
7. Мелешко Е. А. Интегральные схемы в наносекундной ядерной электронике. М., Атомиздат, 1977.
8. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М., «Энергия», 1975.
9. Дунин-Барковский И. В., Смирнов Н. В. Теория вероятностей и математическая статистика в технике. М., Госиздат техн.-теор. лит., 1955, с. 463.
10. Маталин Л. А., Чубаров С. И., Тимохин Л. А., Смирнов В. И., Нестеренко В. С. Электронные методы ядерной физики. М., Атомиздат, 1973.

Поступила в редакцию 13 февраля 1978 г.

УДК 621.317.311

**Ю. И. ГОЛУБЕНКО, Э. А. КУПЕР, А. В. ЛЕДЕНЕВ,
В. И. НИФОНТОВ**
(Новосибирск)

ШИРОКОДИАПАЗОННЫЙ АЦП В СТАНДАРТЕ САМАС

Аналого-цифровой преобразователь в стандарте САМАС разработан для многоканальных измерительных систем автоматизации ускорительно-накопительных установок в Институте ядерной физики СО АН СССР. Специфические условия работы таких систем накладывают особые требования на метрологические характеристики, помехозащищенность и функциональное строение измерительных приборов [1]. АЦП должен обеспечивать многоканальное измерение аналоговых параметров с погрешностью не хуже $\pm 0,01\%$ при высоком уровне синфазных помех и электромагнитных наводок. Разработанный в стандарте САМАС АЦП отличается от описанного в статье [2] тем, что в приборе применены новые интегральные компоненты; это позволило уменьшить габариты измерительного узла, упростить логическую часть прибора, улучшить некоторые его метрологические параметры. АЦП снабжен

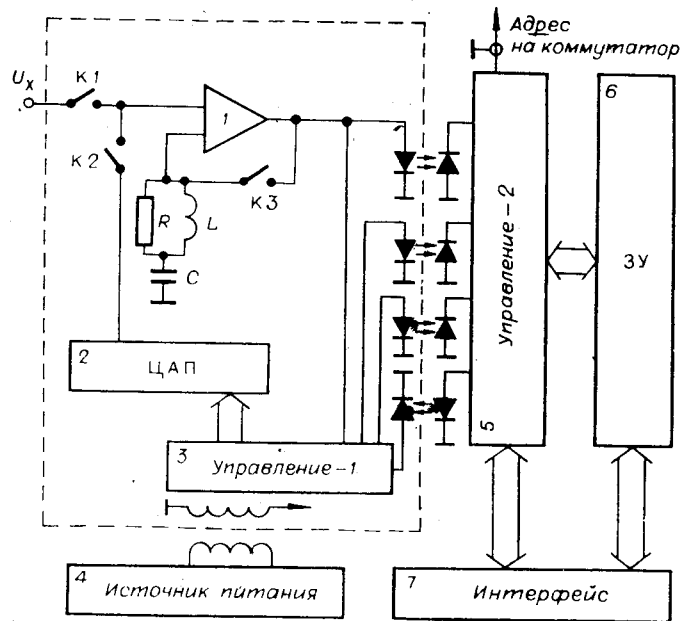


Рис. 1.

буферной памятью емкостью 256 16-разрядных слов, выполненной на К—МОП-элементах 564РУ2. Это дает возможность проводить циклы измерений в реальном масштабе времени работы физической установки с последующей передачей массива данных от нескольких таких измерительных узлов в управляющую ЭВМ. Программное управление режимами работы придает гибкость при построении различных измерительных конфигураций.

Блок-схема АЦП представлена на рис. 1. После подачи стартового импульса открываются ключи К1 и К3 на время T_1 и происходит фиксация входного сигнала на емкости C . Функции нуля-органа и фиксатора входного напряжения совмещены, поэтому дрейф усилителя 1 не оказывает влияния на результат измерения. По окончании периода T_1 ключи К1 и К3 размыкаются, замыкается ключ К2 и происходит уравнивание зафиксированного сигнала при помощи цифроаналогового преобразователя (ЦАП) 2 и схемы управления 3.

Измерительный узел АЦП, обведенный на рис. 1 штриховой линией, гальванически изолирован от цифровой части. Передача информации и тактирующих импульсов осуществляется через оптроны типа АОД101А. Источник питания 4 имеет сетевой разделительный трансформатор. Мощность, потребляемая измерительным узлом, около 4 Вт. Вторичные обмотки экранированы от первичной и от сердечника. Величина емкости вторичных обмоток относительно экрана не превышает 20 пФ. Блок управления 5 определяет режим работы АЦП и буферного ЗУ 6 и осуществляет взаимодействие с магистралью САМАС через интерфейсную часть 7.

Рассмотрим основные узлы АЦП, определяющие его метрологические характеристики.

Для построения ЦАП с требуемой точностью были применены три резистивных матрицы типа СЭС4-2/10 со следующими паспортными данными: температурный коэффициент отношения (ТКО) $\leq 5 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ и температурный коэффициент сопротивления (ТКС) $\leq 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$. Измерения, проведенные на 20 матрицах, показали, что ТКО — не более $5 \cdot 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$ и ТКС — порядка $3 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$.

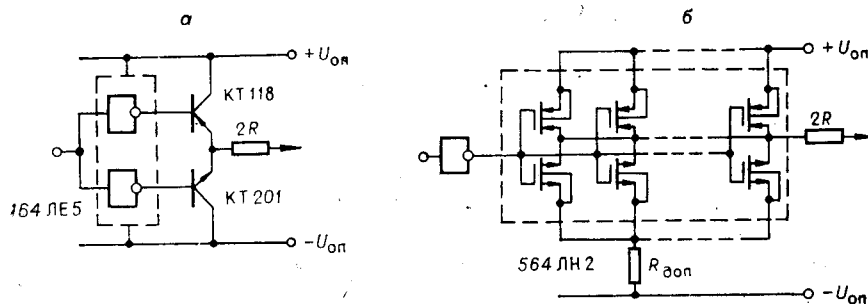


Рис. 2

При выборе ключа для АЦП было рассмотрено несколько вариантов. Схема ключа на биполярных транзисторах типа КТ118 с трансформаторным управлением содержит большое количество деталей [2]. Сравнительно просто выглядит вариант схемы на насыщенных транзисторах разного типа проводимости с непосредственным управлением от инвертора К — МОП-серии (рис. 2, а). Был испытан ключ с транзисторами КТ201, КТ118 и микросхемой 164ЛЕ5. При $U_{оп} = \pm 4,5$ В величина базового тока транзисторов, определяемая К — МОП-инвертором, равна 5—6 мА. Результаты испытаний партии транзисторов сведены в таблицу.

Из таблицы видно, что для применения таких ключей в старших разрядах ЦАП, построенного на матрицах СЭС4—2/10, необходим подбор и по динамическому сопротивлению, и по остаточному напряжению. Кроме того, суммарный базовый ток транзисторов, потребляемый от источника опорного напряжения 16-разрядным ЦАП, равен 100 мА, что вызывает определенные трудности.

Рабочим вариантом явилось применение в качестве аналоговых ключей микросхем на комплементарных МОП-транзисторах (см. рис. 2, б): У данных ключей отсутствует остаточное напряжение, а необходимая величина сопротивления открытого ключа легко достигается параллельным соединением нескольких элементов. Для этого лучше всего подходит микросхема 564ЛН2, состоящая из 6 элементов НЕ. Параметры ключа, полученного параллельным соединением 6 инверторов, приведены в таблице. Особенностью данных ключей является наличие сквозных токов при переключении, нежелательные последствия от которых устраняются увеличением емкости конденсаторов (С17—С21) в цепи опорного напряжения.

Необходимо отметить и разницу в сопротивлениях во включенном состоянии *n*-канальных и *p*-канальных транзисторов. В старших разрядах ЦАП, где эта разница может служить источником погрешности

Тип ключа	$R_{дин}$, Ом	$\Delta R_{дин}$, Ом	$TKR_{дин}$, процент/град	$U_{ост}$, мВ	$\Delta U_{ост}$, мВ	$TKU_{ост}$, процент/град
КТ201	3,5	1,5	0,3	2,5	0,2	0,8
КТ118	5	3	0,25	3,8	0,25	0,8
564ЛН2 (<i>n</i> -канал)	15	2	0,3	—	—	—
564ЛН2 (<i>p</i> -канал)	3	1	0,3	—	—	—

Примечание. $R_{дин}$ — динамическое сопротивление; $U_{ост}$ — остаточное напряжение на открытом ключе; $TKR_{дин}$ и $TKU_{ост}$ — температурные коэффициенты динамического сопротивления и остаточного напряжения; $\Delta R_{дин}$ и $\Delta U_{ост}$ — разброс в пределах 80%-ной отбраковки.

симметрия достигается включением дополнительного сопротивления $R_{доп}$ в цепи питания микросхемы (см. рис. 2, б).

Принципиальная схема нуля-органа приведена на рис. 3. Усилитель постоянного тока нуля-органа состоит из трех дифференциальных каскадов. Входные транзисторы $T1$, $T2$ — типа КП303Г. В режиме отслеживания входного напряжения выход усилителя через ключ $K3$ (транзисторы $T9$ и $T14$) соединен с запоминающей емкостью $C7$. При этом транзисторы $T10$ и $T15$ находятся в запертом состоянии. В момент фиксации транзисторы $T10$ и $T15$, управляемые драйвером на $T11$ и $T16$, перехватывают ток выходного каскада. Сигнал с коллекторов этих транзисторов усиливается выходным формирователем нуля-органа. Цепочка $C16$, $R23$ служит для выравнивания моментов запирающих транзисторов $T9$ и $T14$. Во всем диапазоне входных напряжений (± 7 В) дополнительная погрешность, вносимая коммутацией ключа $K3$, не превышает ± 50 мкВ).

Для уменьшения динамической погрешности параллельно корректирующему сопротивлению $R6$ включена индуктивность L величиной $0,3$ мкГ. Время установления напряжения на запоминающей емкости $C7$ с заданной точностью состоит из двух слагаемых: $T_{уст} = T1 + T2$, где $T1$ — время заряда емкости $C7$ максимальным током в режиме насыщения усилителя. Для данной схемы при максимально возможном изменении входного сигнала время $T1$ равно 9 мкс, $T2$ — время, в течение которого усилитель находится в линейном режиме. Расчет для усилителя с постоянной времени, равной 50 нс, крутизной 3 А/В при запоминающей емкости, равной $15 \cdot 10^{-9}$ Ф, дает значение $T2$ около 1 мкс. В данном случае для характеристики усиления нуля-органа целесообразно пользоваться понятием крутизны передачи тока, а не коэффициентом усиления по напряжению, так как наиболее удобной моделью для расчета рассматриваемого усилителя является генератор тока с заданной крутизной, нагруженный на емкость.

При многоканальных измерениях поляризация запоминающей емкости является дополнительным источником погрешности. Исследовались металлопленочные полистирольные конденсаторы типа К71—7 с паспортным значением коэффициента диэлектрической абсорбции $\leq 0,1\%$. Коэффициент абсорбции, измеренный с учетом режима работы данного АЦП, ориентировочно равен $2 \cdot 10^{-4}$. Температурная зависимость этой величины пренебрежимо мала. Это дает возможность компенсировать погрешность, вносимую поляризацией, при помощи активной схемы, состоящей из транзистора $T3$ и резистивно-емкостных цепочек. Аппроксимация закона изменения напряжения на запоминающей емкости осуществляется суммированием двух экспоненциальных напряжений с постоянными времени $\tau_1 = R7 \cdot C9$ и $\tau_2 = R5 \cdot C4$.

В качестве входных ключей $K1$ и $K2$ применен аналоговый коммутатор на микросхеме 590КН2.

Источник опорного напряжения выполнен на микросхемах И3, И4 типа 140УД7. В цепи отрицательной обратной связи микросхемы И3 включен прецизионный стабилитрон Д17. На выходе этой микросхемы получается положительное опорное напряжение. Микросхема И4 применена в качестве усилителя с коэффициентом передачи, равным минус единице, для получения отрицательного опорного напряжения. Это же отрицательное напряжение используется для задания тока через опорный стабилитрон. Изменением резистора $R44$ устанавливается такой ток, проходящий через стабилитрон, при котором температурный коэффициент напряжения (ТКН) стабилитрона Д17 имеет минимальную величину. С помощью резистора $R37$ устанавливается напряжение на выходе микросхемы И3, равное $+6,5536$ В, а изменением резистора $R42$ — напряжение на выходе И4, равное $-6,5536$ В. В масштабных делителях применены резисторы типа С2—29. После несложной настройки дрейф

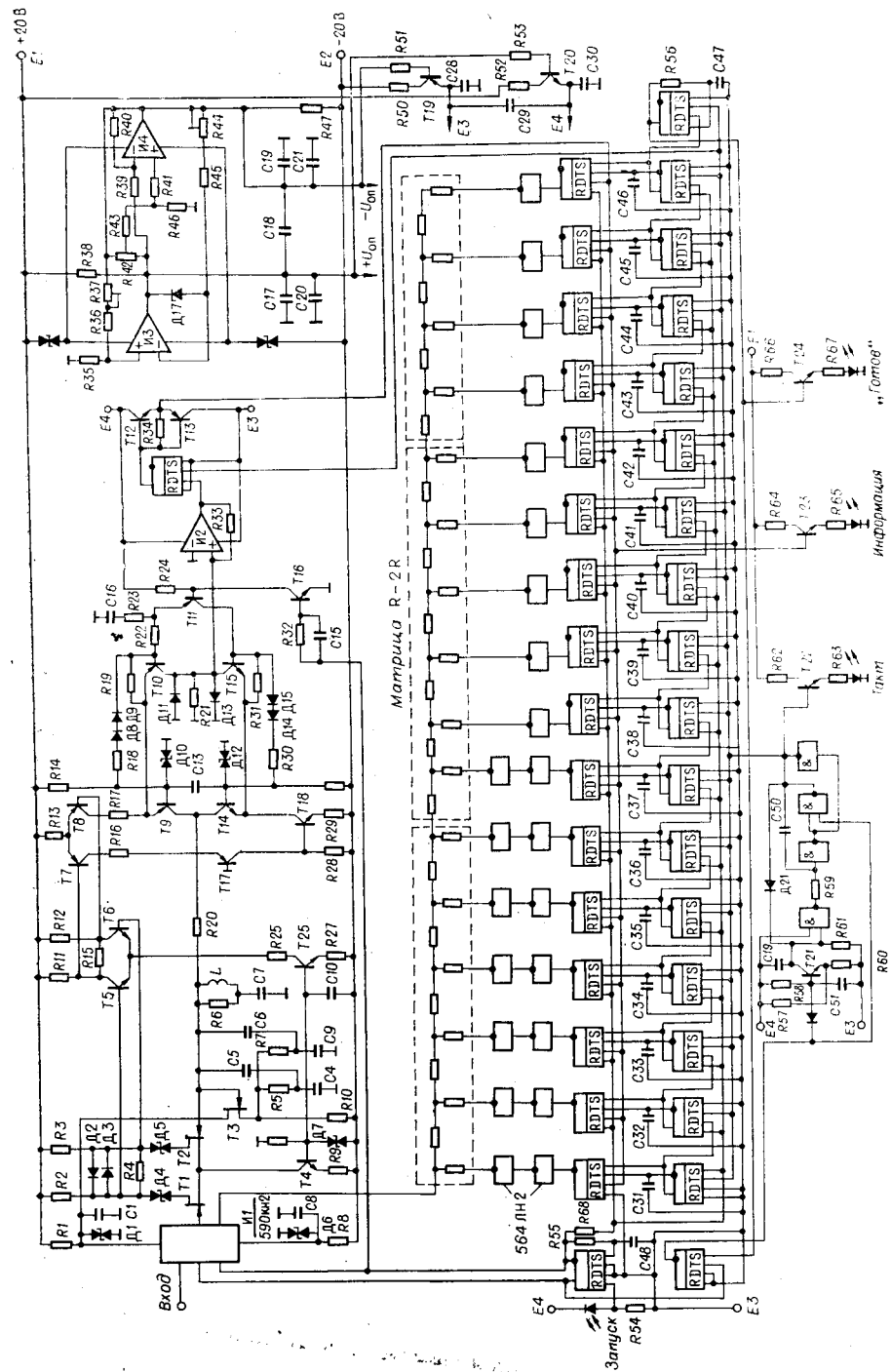


Рис. 3.

источника опорного напряжения в диапазоне температур 20—50° не превышает $\pm 2 \cdot 10^{-4}$ В.

Генератор тактовых импульсов и схема, выполняющая алгоритм поразрядного уравнивания 3, собраны на микросхемах серии 564. Для уменьшения времени преобразования уравнивание производится тактами переменной длительности (от 15 мкс в старшем разряде до 3 мкс в младшем). Изменение частоты тактирующего мультивибратора достигается увеличением тока, перезаряжающего времязадающую емкость С19 по ходу процесса поразрядного уравнивания.

Дополнительные вентили в цепи управления включены для уменьшения времени коммутации ключей старших семи разрядов, составленных из нескольких инверторов (см. рис. 2, а).

АЦП имеет следующие режимы работы:

1. Программный запуск (команда F (25)) без привязки к фазе сети 50 Гц.

2. Программный запуск с привязкой к сети 50 Гц, когда момент каждого измерения строго фиксирован по отношению к периоду питающей сети.

3. Внешний запуск по передней панели.

Конструктивно прибор выполнен в модуле 3 М на двух платах. На передней панели предусмотрена индикация кода, хранимого в ЗУ по любому из 256 адресов.

Внешний вид измерительной платы показан на рис. 4.

Ниже приводится список используемых команд:

F(0) — считывание регистра информации;

F(1) — считывание регистра управления;

F(8) — проверка запроса;

F(17) — запись режима работы в регистр управления;

F(24) — блокировка запроса;

F(25) — старт;

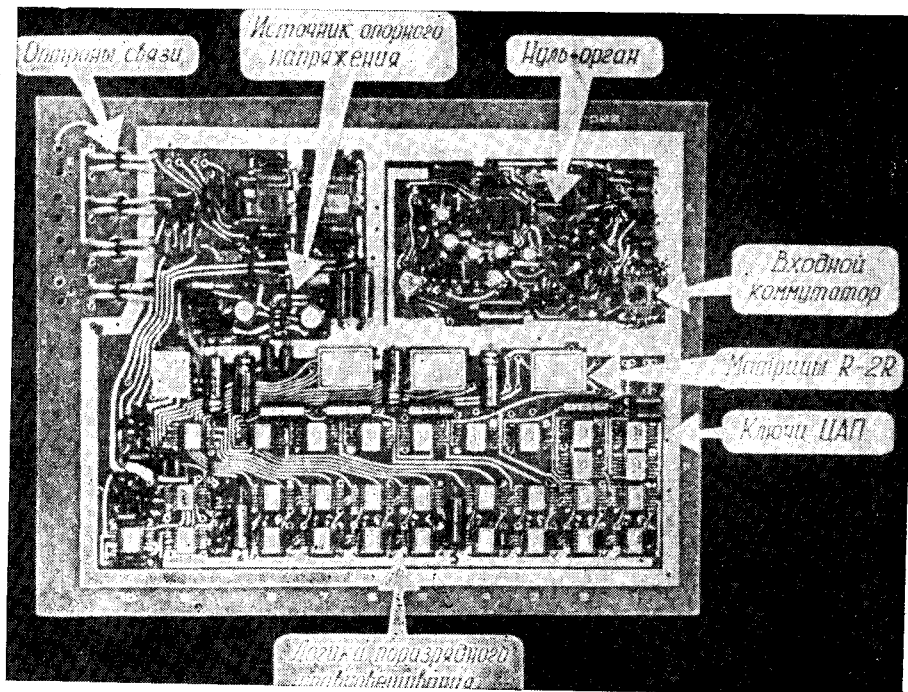


Рис. 4.

$F(26)$ — снятие блокировки запроса;

$F(10)$ — сброс запроса.

Технические характеристики АЦП: погрешность $\pm 0,01\%$ в диапазоне — 20—50°C; динамический диапазон — $\pm 6,5536$ В; разрешающая способность — 200 мкВ; время измерения одного канала — 150 мкс; время фиксации входного напряжения — 15 мкс; входное сопротивление — 10^8 Ом; емкость измерительной части относительно «земли» — 100 пФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карлинер М. М., Нифонтов В. И., Орешков А. Д. Особенности построения управляющей аппаратуры в стандарте САМАС для ускорительных установок. — В кн.: Автоматизация научных исследований на основе применения ЭВМ. (Труды конференции.) Новосибирск, изд. ИАиЭ СО АН СССР, 1977, с. 228.
2. Болванов Ю. А., Купер Э. А., Нифонтов В. И., Орешков А. Д. Многоканальная широкодиапазонная измерительная система для ввода данных в ЭВМ. — «Автометрия», 1974, № 3, с. 9.

Поступила в редакцию 31 февраля 1978 г.

УДК 621.317.795.2

А. Н. КАСПЕРОВИЧ, В. В. КУРОЧКИН

(Новосибирск)

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ АППАРАТУРЫ НАНОСЕКУНДНОГО РАЗРЕШЕНИЯ

В связи с возрастающим усложнением экспериментальных исследований и необходимостью их автоматизации с помощью ЭВМ в настоящее время все большее внимание уделяется вопросам разработки модулей на основе стандарта САМАС [1, 2]. Одним из важных направлений автоматизации научных исследований при физическом эксперименте является создание частотно-временных устройств для генерации временных сдвигов и измерения интервалов времени (а также генерации импульсов и измерения их частоты).

Практика эксперимента требует разработки многоканальной широкодиапазонной надежной и простой в эксплуатации аппаратуры подобного назначения с повышенным временным разрешением. Для построения такой аппаратуры наиболее эффективны цифровые методы [2, 3]. По-видимому, лишь для узкодиапазонных устройств с разрешением порядка 1 нс могут оказаться целесообразными аналоговые методы [4]. Элементной базой, обеспечивающей повышенное разрешение в цифровых блоках, являются микросхемы ЭСЛ-логики. В связи с этим была поставлена задача разработки методов построения и структурных схем аппаратуры для вышеуказанных целей на стандартных ЭСЛ-микросхемах, обеспечивающих получение наносекундного разрешения, а также исследование особенностей конструирования устройств на таких микросхемах.

Обычно при создании подобной аппаратуры разрабатываются модули, выполняющие отдельные функции (создаются либо таймеры, либо счетчики, либо генераторы импульсов). В то же время все эти модули имеют много общих узлов и, естественным образом, возникает вопрос об объединении всех этих функций в одном модуле.

В настоящей работе излагаются результаты исследования возможностей создания многофункциональных модулей в стандарте САМАС