

**Заключение.** Созданный макет аналого-цифрового преобразователя обладает следующими параметрами: число разрядов 8; статическая погрешность  $\pm 1$  квант в любой точке шкалы; диапазон входного сигнала  $\pm 1,25$  В; частота запуска от 10 до 15 МГц (без появления дополнительных погрешностей); полоса сигнала, в которой погрешность преобразования сохраняется в пределах  $\pm 1,5$  кванта при испытании по методике [4], составляет 7 МГц; выходные уровни — ТТЛ-логики.

Макет АЦП в течение года используется в цифровой телевизионной системе обработки изображений.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Касперович А. Н., Шалагинов Ю. В. Некоторые вопросы проектирования АЦП с использованием амплитудной свертки сигналов. — Автометрия, 1978, № 4.
2. Касперович А. Н., Мантуш О. М., Шалагинов Ю. В. Двухканальная система сбора и регистрации сигналов микросекундного диапазона. — ПТЭ, 1980, № 1.
3. Анализ и расчет интегральных схем/Под ред. Д. Линна, Ч. Мейера, Д. Гамилтона. М.: Мир, 1969.
4. Беломестных В. А., Вьюхин В. Н., Касперович А. Н. Об одном способе экспериментального определения динамических свойств быстродействующих АЦП. — Автометрия, 1976, № 5.

*Поступила в редакцию 24 ноября 1980 г.*

УДК 621.317.725

Ю. В. ПОЛУБАБКИН, Ю. П. ПРОЗОРОВ, В. М. ШЛЯНДИН  
(Пенза)

#### УЛУЧШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ АЦП

В последнее время возникла настоятельная необходимость в создании преобразователей аналог — цифра высокой точности (более 9—10 дв. разрядов) с частотой дискретизации 20—100 МГц и спектром входного сигнала выше 1 МГц. Преобразователи такого быстродействия могут быть построены по структуре параллельного АЦП или параллельно-последовательного АЦП с аналоговым запоминанием входного сигнала. Параллельные преобразователи выполняются, как известно, на основе амплитудного анализатора (АА), состоящего из набора пороговых элементов (ПЭ). Дискретизация входной величины в этом случае осуществляется стробированием либо самих пороговых элементов, либо регистра памяти, принимающего информацию с ПЭ. Так как процесс преобразования проходит за один такт и уровни квантования не претерпевают изменений, то динамические свойства таких преобразователей достаточно высоки и определяются в основном частотными свойствами ПЭ и частотой дискретизации. К недостатку параллельных АЦП следует отнести значительные аппаратные затраты при количестве двоичных разрядов более 5—6.

Высокую частоту дискретизации имеют параллельно-последовательные АЦП, преобразование в которых осуществляется за 2 такта. Такие преобразователи имеют два АА (старших и младших разрядов), причем на АА младших разрядов подается разность между значениями входной и компенсирующей величин. При этом входная величина не должна измениться за время операции выделения разности и установления уровня компенсирующего напряжения ( $T$ ) более чем на половину ступени кван-

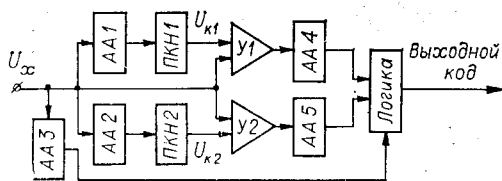


Рис. 1.

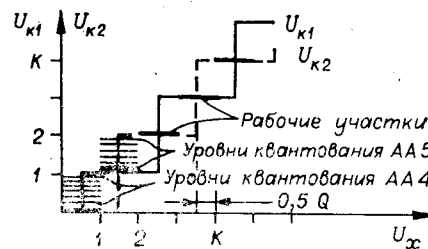


Рис. 2.

тования ( $q$ ) младшего квантователя:

$$V \leq q/2T,$$

где  $V$  — скорость изменения входного сигнала.

Для того чтобы получить хорошие динамические характеристики в таких АЦП, приходится применять аналоговые запоминающие устройства (АЗУ). Однако создать АЗУ с погрешностью порядка 0,1% и полосой частот входного сигнала в единицы мегагерц очень сложно.

Высокими динамическими свойствами и высокой частотой дискретизации обладают преобразователи, выполненные на основе устройств аналоговой свертки (УАС) [1]. Такие устройства часто создаются с помощью дифференциальных каскадов, которые имеют значительную нелинейность и нестабильность функции преобразования, поэтому построение подобных АЦП с реализацией УАС на дифференциальных каскадах на 9 и более дв. разрядов в настоящее время не представляется возможным.

Рассматриваемая структурная схема АЦП [2] позволяет создавать на ее основе преобразователи, обладающие хорошими совокупными характеристиками (спектром входного сигнала, частотой дискретизации и точностью). Эта схема мало чем отличается от схемы параллельно-последовательного АЦП (рис. 1).

Однако если в классических структурах параллельно-последовательного преобразования  $K$ -й уровень компенсационной величины должен быть включен и установлен с заданной погрешностью в момент равенства входной величины  $K$ -му уровню квантования старшего набора ПЭ, то в данной структуре  $K$ -й уровень компенсационной величины включается в момент равенства входной величины уровню  $K - 0,5Q$ ,  $Q$  — величина кванта старшего набора ПЭ (AA3) (рис. 2). Таким образом, особенностью данного алгоритма является то, что значения компенсационной величины формируются заранее с опережением. Для опережающего квантования служат AA1 и AA2, которые с помощью соответствующих им ПКН1 и ПКН2 формируют компенсационные величины. Каналы AA1 — ПКН1 и AA2 — ПКН2, как будет показано, можно сделать очень быстрыми. Все это позволяет значительно поднять допустимую скорость изменения входного сигнала. Так как уровни квантования AA1, AA2 разделены в пространстве, то необходимо иметь два квантователя младших разрядов AA4, AA5. AA3 старших разрядов определяет  $K$ -е уровни квантования старших разрядов, а также в зависимости от номера сработавшего порогового элемента AA3 (четный или нечетный) разрешает съем информации либо с первого, либо со второго AA младших разрядов. Возможно построение структур как с выделением разности между значениями входной и компенсирующей величин, так и без выделения разности, но со сдвигом опорных уровней младших AA. Для повышения динамических свойств преобразователя можно увеличить число параллельных каналов (рис. 3). При этом число пороговых элементов AA1 — AA5 в сумме останется неизменным, а увеличатся количество устройств выделения разности и число амплитудных анализаторов младших разрядов.

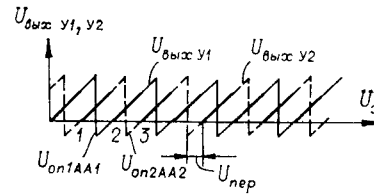
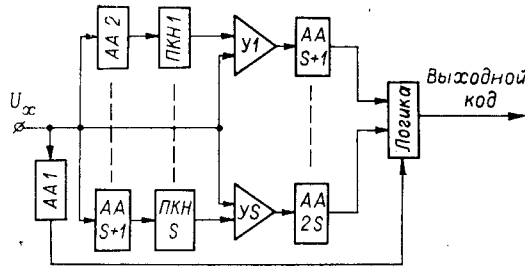


Рис. 3.

Рис. 4.

Функция преобразования (зависимость выходного напряжения усилителя разности от входного напряжения) 2-канального АЦП изображена на рис. 4.

Из структурной схемы (см. рис. 1) и функции преобразования (см. рис. 4) ясно, что пороги срабатывания ПЭ АА3 должны выдерживаться с точностью до ступени квантования всего АЦП.

К амплитудным анализаторам АА1 и АА2 предъявляются значительно меньшие требования: пороги их срабатывания могут колебаться в пределах ступени квантования амплитудного анализатора АА3. Это дает возможность дополнительно улучшить динамические свойства подобного АЦП, так как при снижении требования к точности пороговых элементов можно добиться большего быстродействия.

В частности, можно совместить функции АА1 и ПКН1 (а также АА2 и ПКН2) в параллельном наборе дифференциальных каскадов (рис. 5) [2]. В этом случае задержка включения компенсирующего напряжения при подаче скачка напряжения на вход будет минимальна и равна задержке, вносимой одним дифференциальным каскадом, но зона перекрытия  $U_{пер} = Q/2$  (см. рис. 4) несколько уменьшится за счет более плавного переключения дифференциальных каскадов.

При реализации такого АА иногда бывает целесообразно применять дополнительно предварительные усилители. В этом случае задержка включения компенсационной величины несколько возрастет, но вместе с тем увеличится зона перекрытия  $U_{пер}$ , что в конечном счете может привести к улучшению динамических свойств АЦП.

Для определения динамических свойств рассматриваемой структуры обратимся к рис. 4, из которого ясно, что при линейно-изменяющемся входном сигнале в двухканальном АЦП время формирования компенсационной величины  $t_{ФК}$  должно быть меньше половины времени прохождения входным сигналом двух соседних уровней квантования АА3:

$$t_{ФК} \leq (1/2)(U_{вх \max}/2^m V'),$$

где  $U_{вх \max}$  — максимальное значение входного напряжения;  $V'$  — производная линейно-изменяющегося сигнала;  $m$  — количество двоичных разрядов, определяемых старшим АА. Тогда максимальную скорость линейно-изменяющегося напряжения для АЦП с любым числом каналов можно найти из выражения

$$V'_{\max} \leq \frac{(S-1)U_{вх \max}}{2^{m+1}t_{ФК}}, \quad (1)$$

$S$  — количество параллельных каналов.

Время формирования компенсационной величины определяется как сумма времени задержки в цифровых схемах ( $t_{ц}$ ) и времени установления компенсирующего напряжения ( $t_{уст}$ ):

$$t_{ФК} = t_{ц} + t_{уст}. \quad (2)$$

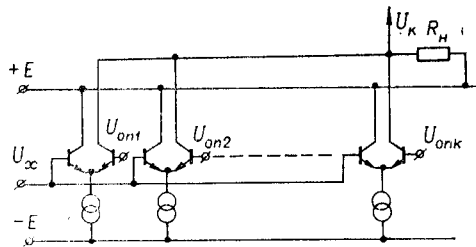


Рис. 5.

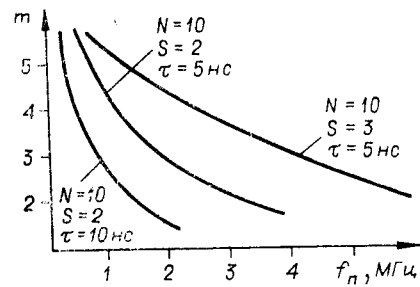


Рис. 6.

Определим  $t_{уст}$  при использовании токового быстродействующего ПКН, который обычно представляется аperiodическим звеном первого порядка [3], с постоянной времени  $\tau = R_n C_{пар}$  ( $R_n$  — выходное сопротивление резистивной матрицы,  $C_{пар}$  — суммарная паразитная емкость — емкость монтажа, входная емкость усилителя разности и т. д.). Переходный процесс считается оконченным, когда погрешность установления не будет превышать значения половины младшей ступени квантования АЦП. Учитывая, что значение сигнала, спадающего по экспоненте за время  $t_{уст} = \tau \ln 2$ , уменьшается в 2 раза по сравнению с предыдущим значением, и связав точность установления с количеством разрядов  $N$  всего АЦП, а также с величинами  $m$  и  $S$ , запишем:

$$t_{уст} \geq (N - m + \log_2 S + 1) \tau \ln 2. \quad (3)$$

Подставив (3) в (2), а (2) в (1), получим

$$V'_{max} \leq \frac{(S - 1) U_{вх max}}{2^{m+1} [t_{ц} + (N - m + \log_2 S + 1) \tau \ln 2]}. \quad (4)$$

Это выражение имеет смысл при  $m \geq S$  и  $S \geq 2$ . Время задержки в цифровых схемах  $t_{ц}$  квантователя, создающего опережение, может быть сведено к минимуму при применении схемы, изображенной на рис. 5.

Выражение (4) связывает число разрядов преобразователя  $N$ , число разрядов, оцениваемых старшим АА,  $m$ , число каналов  $S$  и постоянную времени  $\tau$  с максимальной скоростью линейно-изменяющегося входного сигнала. Для нахождения зависимости  $N$ ,  $m$ ,  $S$ ,  $\tau$  от предельно допустимой частоты синусоидального сигнала  $f_n$  (рис. 6) необходимо в (4) подставить максимальное значение производной синусоидального сигнала  $V'_{вх max} = 2\pi f_n A$ , где  $A = U_{вх max}/2$ ,

$$f_n \leq (S - 1) / 2^{m+1} [t_{ц} + (N - m + \log_2 S + 1) \tau \ln 2] \pi. \quad (5)$$

Применяя двухканальную структуру и каналы АА1 — ПКН1, АА2 — ПКН2, построенные по схеме, изображенной на рис. 5, можно считать, что  $t_{ц} \leq \tau$ ; тогда

$$f_n \leq 1/2^{m+1} \{ \tau [1 + (N - m + 2) \ln 2] \} \pi.$$

Частота дискретизации таких преобразователей определяется временной задержкой АА и логической части преобразователя, т. е. так же, как и у структур параллельных АЦП.

По результатам анализа данной структуры и ее динамических свойств можно сделать вывод, что в настоящее время на отечественной элементной базе возможно построение преобразователей с частотой дискретизации 50—100 МГц и количеством дв. разрядов [9—11]. При этом возможно преобразование сигналов со спектром частот в единицы мегагерц без использования аналогового запоминающего устройства на входе преобразователя (см. рис. 6).

## ЛИТЕРАТУРА

1. Касперович А. Н., Шалагинов Ю. В. Некоторые вопросы проектирования АЦП с использованием амплитудной свертки сигнала. — Автометрия, 1978, № 4.
2. Полубабкин Ю. В., Прозоров Ю. П., Ломтев Е. А., Шляндин В. М. Быстродействующий АЦП. (Автор. свид-во № 750722). — БИ, 1980, № 27.
3. Смолов В. Б. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи. М.: Энергия, 1976.

Поступила в редакцию 26 февраля 1980 г.

УДК 62-50 : 519.14

К. Р. ВИКНА, З. П. МАРКОВИЧ

(Рига)

### СИСТЕМЫ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ ДЛЯ РЕШЕНИЯ КЛАССИФИКАЦИОННЫХ ЗАДАЧ В КЛИНИКЕ

К настоящему времени как в технической, так и в медицинской сфере имеется значительное количество алгоритмов диагностирования, позволяющих ставить правильные диагнозы с вероятностью 0,92—0,95. Однако количество лечебно-профилактических учреждений, где вычислительная техника обслуживает область медицинской диагностики, весьма ограничено. Трудности практического использования ЭВМ в этом направлении вызваны, на наш взгляд, следующим. С одной стороны, для решения диагностических задач необходим диалоговый режим «врач — ЭВМ» без привлечения операторов и алгоритмических языков, наличие быстродействующих ЭВМ с достаточно большой памятью, возможность доступа к ЭВМ в произвольный момент времени. С другой стороны, связь с вычислительными центрами через терминальные устройства теоретически хотя и возможна, но практически реализована лишь в отдельных случаях. Кроме того, учреждения здравоохранения, как правило, не имеют мощных вычислительных средств, а обладают мини-ЭВМ типа «Искра-125», «Электроника-100», «Wang» и др.

Преодоление имеющихся трудностей возможно при комбинированном использовании больших и малых ЭВМ: подготовка и частичное решение задачи осуществляются на больших ЭВМ в ВЦ; введение конкретных входных данных и получение результатов распознавания — на мини-ЭВМ, работающей в режиме реального времени (на базе медицинского учреждения), с последующим возвращением опыта решения конкретных задач в универсальную ЭВМ. Контакт с мини-ЭВМ выполняется непосредственно медицинским персоналом без использования алгоритмических языков. При этом возможно как автоматическое, так и диалоговое решение задачи.

Разработка двух систем названного типа (система дифференциальной диагностики пяти вариантов приобретенных пороков сердца «Диагностика ППС» и система скрининга основных сердечно-сосудистых болезней ССБ-АВТО) практически реализована в клинике Латвийского НИИ кардиологии. В обеих системах в качестве мини-ЭВМ применен отечественный вычислительный комплекс «Искра-125».

**Диагностика ППС.** Система предназначена для распознавания следующих заболеваний: митрального стеноза (МС), митральной недостаточности (МН), митрального порока в сочетании с трикуспидальной недостаточностью (МП, ТН), аортального стеноза (АС), аортальной недостаточности (АН). Многоклассная задача решается поэтапно дихотомической процедурой распознавания образов с формированием искусственных