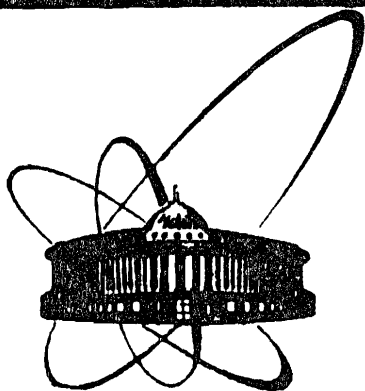


87-774



ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИНСТИТУТ  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ  
ДУБНА

К 891

P13-87-774

А. Н. Кузнецов

АДАПТИВНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ  
АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Направлено в журнал "Приборы и техника  
эксперимента"

1987

## 1. ВВЕДЕНИЕ

При дискретизации амплитуды импульсов в спектрометрах ядерных излучений происходят необратимые потери информации, связанные с конечной шириной шага квантования  $h$ . Ошибка квантования выражается эквивалентным шумом с максимальной амплитудой  $\pm h/2$  и дисперсией <sup>1/</sup>

$$\sigma_{\text{КВ}}^2 = h^2/12. \quad /1/$$

Одним из основных критериев при выборе аналого-цифрового преобразователя /АЦП/ является очевидное требование того, чтобы "технический" шум квантования  $\sigma_{\text{КВ}}$  был мал по сравнению с "физическими" шумами  $\sigma_{\text{Ф}}$  детектора и усилительного тракта. Однако уменьшение шага квантования  $h$  увеличивает число разрядов АЦП, то есть объем аппаратуры и время преобразования. Практически полагают, например,

$$\sigma_{\text{КВ}} = 0,2 \cdot \sigma_{\text{Ф}}. \quad /2/$$

Учитывая, что энергетическое разрешение

$$\Delta E = 2,35 \cdot \sigma_{\text{Ф}}, \quad /3/$$

из /1/ и /2/ получим

$$h = 0,2 \sigma_{\text{Ф}} \sqrt{12} \approx 0,7 \sigma_{\text{Ф}} \approx 0,3 \Delta E. \quad /4/$$

Абсолютное значение разрешения спектрометров с ростом энергии всегда ухудшается, так что выполнение условия /4/ вблизи, например, нижней границы диапазона приводит к "избыточной" точности дискретизации при более высоких энергиях в случае применения АЦП с линейной шкалой. Так, в полупроводниковом  $\gamma$ -спектрометре определяющим является разрешение собственно полупроводникового детектора, пропорциональное корню квадратному из энергии <sup>2/</sup>. Оптимальным с точки зрения экономии числа разрядов был бы здесь АЦП с корневой квадратичной зависимостью  $h$  от энергии, подобный приведенному в работе <sup>3/</sup>.

Тем не менее, АЦП с нелинейной шкалой не получают распространения в практике физического эксперимента. Это связано как с трудностями реализации и обеспечения стабильности требуемой характеристики преобразования, так и с дополнительными затратами программных или аппаратных средств на ее "линоаризацию"

при окончательной обработке и представлении результатов измерений. С другой стороны, для ряда спектрометров, например применяемых в Лаборатории ядерных реакций, обычный линейный АЦП <sup>4/</sup> не вполне удовлетворяет противоречивым требованиям малой ошибки квантования в широком динамическом диапазоне и умеренного числа разрядов /времени преобразования/. Как попытка преодолеть упомянутые противоречия и сохранить преимущества линейного АЦП последовательного типа был предложен адаптивный АЦП <sup>5/</sup>.

## 2. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА АЦП И ОПИСАНИЕ ЕЕ РАБОТЫ

Упрощенная функциональная схема АЦП приведена на рис.1. В исходном состоянии D-триггер сброшен в "0", ключ КЛ разомкнут. Входной сигнал положительной полярности через линейные ворота ЛВ проходит на неинвертирующий вход усилителя, имеющегося в составе зарядно-разрядной схемы ЗРС1. Емкости  $C$  в ЗРС1 и ЗРС2 заряжаются до максимальной амплитуды входного сигнала. С приходом импульса источник разрядного тока в ЗРС1 отключается. Аналогичное выключение тока в ЗРС2, показанное на рис.1, необязательно.

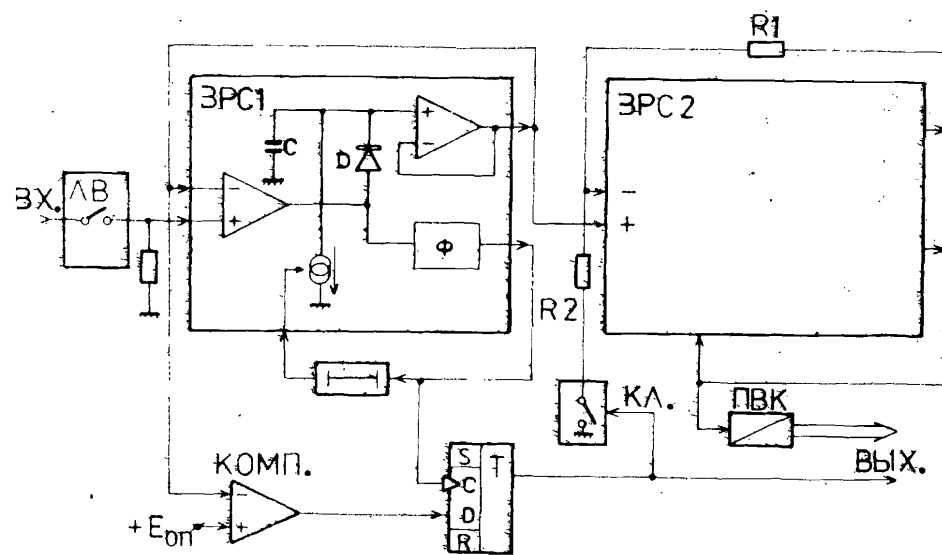


Рис.1. Функциональная схема адаптивного АЦП.

Когда сигнал на входе начинает спадать, разрывается цепь отрицательной обратной связи усилителя в ЗРС1 /диод D закрывается/, на выходе усилителя появляется отрицательный импульс. Он преобразуется в логическую "1" формирователем Ф. С этого момента и до конца преобразования линейные ворота ЛВ закрываются.

Передним фронтом сигнала логической "1" формирователя в D-триггер записывается состояние компаратора КОМП. Если амплитуда входного сигнала меньше  $E_{од}$  /граница диапазонов АЦП/, в D-триггер запишется "1", если больше - "0". "1" на выходе триггера замыкает ключ КЛ, и емкость в ЗРС2 "дозарядится" до напряжения, определяемого делителем R1, R2 в цепи обратной связи ЗРС2. "Коэффициент усиления" ЗРС2 с большой точностью будет

$$K = 1 + R1/R2.$$

15/

Элемент задержки нужен для установления напряжения на емкости ЗРС2 с необходимой точностью при замыкании ключа КЛ. После задержки "1" с выхода формирователя Ф в ЗРС1 включает ток разряда, спад сигнала на линейном выходе ЗРС1 дает "1" на выходе формирователя ЗРС2 на все время разряда емкости ЗРС2. Длительность разряда ЗРС2 преобразуется в код преобразователем ПВК.

Если входной сигнал больше  $E_{од}$ , ключ КЛ остается разомкнутым, в остальном устройство работает так же. Задержка при этом не нужна и ее можно исключить. Разряд ЗРС1, как следует из описания блок-схемы, должен происходить быстрее, чем ЗРС2. Источник тока ЗРС1 не требует стабилизации, а стабильный ток разряда ЗРС2 можно не выключать. Для приведения устройства в исходное состояние нужно сбросить ПВК и D-триггер в "0".

Таким образом, для сигналов с амплитудой меньше  $E_{од}$  время разряда увеличивается в K раз, что эквивалентно такому же уменьшению шага квантования, а значит и ошибки дискретизации.

### 3. СХЕМОТЕХНИКА АЦП. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ОПЫТНЫХ ОБРАЗЦОВ БЛОКА

Основные узлы адаптивного и универсального АЦП/4/ выполнены по аналогичным схемам. Хорошо известная структура ЗРС/6/ реализована на основе широкодиапазонного стретчера, подробно изученного теоретически и экспериментально в работе/7/. Показано, в частности, что при точной коррекции переходной характеристики в диапазоне амплитуд  $20 \text{ мВ} \div 10 \text{ В}$  абсолютная ошибка запомненного напряжения не превышает  $10 \text{ мВ}$  как для прямоуголь-

ных входных импульсов длительностью больше  $120 \text{ нс}$ , так и для сигналов RC-формирователя с постоянной времени больше  $120 \text{ нс}$ . В наших измерениях суммарное время переключения линейных ворот и установления напряжения  $5 \text{ В}$  на емкости ЗРС1 с точностью  $0,1\%$  составило около  $200 \text{ нс}$ .

Компаратор, в отличие от схемы рис.1, подключен непосредственно ко входу АЦП. При этом дрейф усилителя в ЗРС1 не влияет на стабильность границы диапазонов. Однако при проектировании АЦП необходимо учесть задержку срабатывания компаратора.

Логическая часть блока накоплена целиком на доступных элементах ТТЛ серий К 155, К 531 с перспективой замены их на элементы серий К 555, К 1533. Это позволит существенно уменьшить потребляемую мощность и при необходимости повысить частоту генератора серии до  $100 \text{ МГц}$  без изменения печатной платы блока. Максимальная ошибка квантования в ПВК составляет половину периода кварцевого генератора  $50 \text{ МГц}$ , так как включение разряда ЗРС1 синхронизовано с определенной фазой генератора.

Особое внимание было уделено цепи обратной связи ЗРС2, в частности, ключу /рис.2а/. От него требуется:

- высокое быстродействие и монотонность переходного процесса при переключении;
- минимальный ток утечки в закрытом состоянии;
- малое и достаточно стабильное по отношению к величине втекающего тока сопротивление в открытом состоянии.

Экспериментально исследовались характеристики нескольких типов высокочастотных р-п-р транзисторов и инверсном включении. Предполагалось, что при фиксированном токе базы транзистор со стороны эмиттера эквивалентен идеальному ключу с последовательно включенными сопротивлением  $r_{э}$  и источником остаточного напряжения  $u_0$  /рис.2б/.

Имеющиеся транзисторы типов КТ326, КТ347, КТ349, КТ363 имели близкие характеристики:  $u_0 = 5 \div 10 \text{ мВ}$ ,  $r_{э}$  около  $25$  и  $10 \text{ Ом}$  при токе базы  $I_2 = 2$  и  $5 \text{ мА}$  соответственно. Существенно лучшие данные оказались у транзисторов КТ3107, которые и были применены:  $u_0 = 1 \div 3 \text{ мВ}$ ,  $r_{э}$  около  $6$  и  $3 \text{ Ом}$

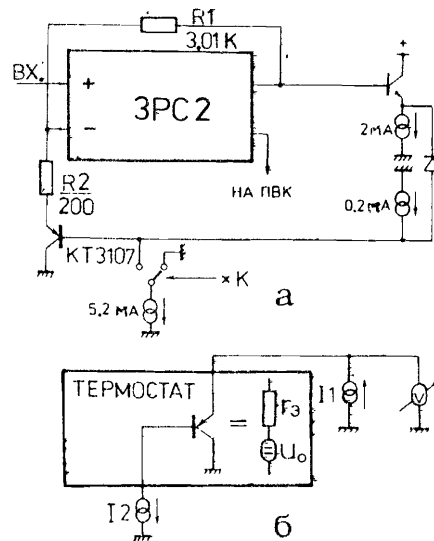


Рис.2. а - цепь обратной связи ЗРС2 и ключ со схемой управления; б - схема измерения параметров транзисторов-ключей.

при тех же токах базы. Температурная нестабильность  $\zeta_0$  для КТ3107 имела размерность мкВ/°С.

В данной схеме последнее обстоятельство не очень важно по следующей причине. Время разряда ЗРС1 не зависит от начального смещения на входе и выходе ЗРС1 и от медленного дрейфа этого смещения, а определяется только амплитудой входного сигнала и скоростью разряда. Это ценное качество сохраняется и в полной схеме приведенного на рис.1 преобразователя амплитуда - время: легко показать, что время разряда ЗРС2 не зависит ни от начальных смещений на входе и выходе ЗРС1, ЗРС2, ни от величины остаточного напряжения ключа, ни от медленного дрейфа указанных напряжений. Вместе с тем для того чтобы выход ЗРС2 оставался в линейной области, величины перечисленных напряжений должны быть достаточно малыми.

Настройка и измерение характеристик опытных образцов АЦП осуществлялись с помощью генератора импульсов линейно изменяющейся амплитуды GL-3<sup>18/</sup>. Параметры импульсов: ширина - 0,6 мкс, плоская вершина, время нарастания и спада - 0,05 или 0,1 мкс, средняя частота следования -  $10^4$  с<sup>-1</sup>.

Основным препятствием применения ТТЛ-схем в логике блока был уровень создаваемых ими помех, примерно на порядок больших, чем у ЭСЛ-схем<sup>19/</sup>. Это особенно важно для обеспечения приемлемой величины дифференциальной нелинейности. Как и прежде<sup>14/</sup>, задача решалась пространственным разделением аналоговой и цифровой частей блока, использованием "чистой" земли для аналоговой схемы. Дифференциальная нелинейность была максимальна в начале шкалы АЦП. В 1-м диапазоне для разных экземпляров блока она составляла от  $\pm 4$  до  $\pm 7\%$ , во втором диапазоне не превышала  $\pm 3\%$ . Для получения лучших результатов в одном из блоков применены: дополнительная защита входных шин от наводок, дополнительный экран между аналоговой и цифровой схемами, дополнительный экран для генератора серии и первых триггеров счетчика ПВК. На рис.3 показан спектр равномерно распределенных по амплитуде импульсов, полученный с помощью генератора GL-3 и этого АЦП. Дифференциальная нелинейность, максимальная на выбранном участке шкалы, не превышает  $\pm 1,8\%$ . По-видимому, эти данные близки к предельно достижимым для АЦП с подобной конструкцией /модуль КАМАК шириной 1М/ и схмотехникой.

Интегральная нелинейность блоков была проверена по шкале генератора GL-3. С учетом нелинейности генератора /меньше 0,1%/ и неточности установки амплитуды 10-оборотным гелипотом GL-3 можно было заключить, что характеристика АЦП линейна в пределах погрешности измерений.

Отклонение среднего значения содержимого нескольких последовательно взятых каналов анализатора от среднего по всему диа-

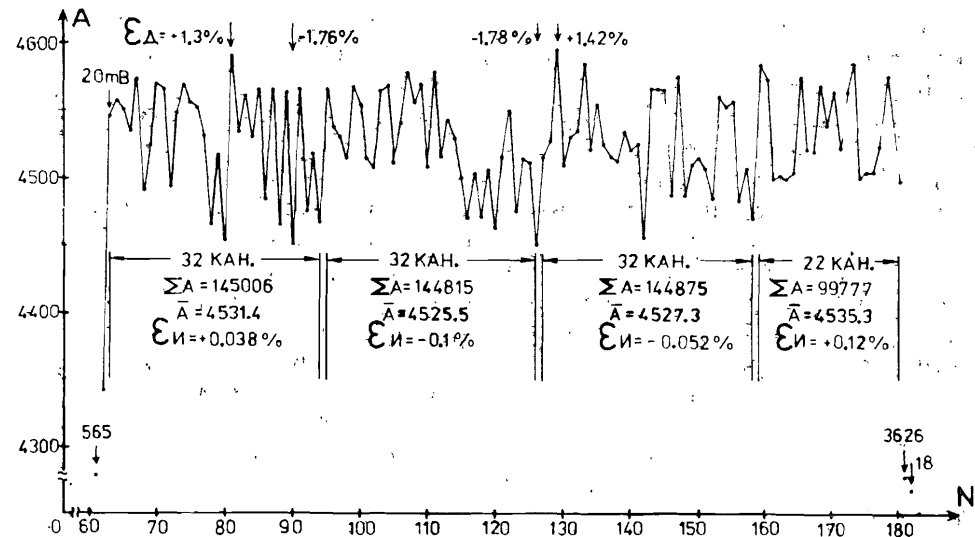


Рис.3. Спектр равномерно распределенных по амплитуде импульсов на начальном участке шкалы АЦП, где нелинейности максимальны. № - номер канала; А - число отсчетов в канале;  $\Sigma A, \bar{A}$  - сумма и среднее значение содержимого каналов;  $\epsilon_D, \epsilon_I$  - дифференциальная и интегральная нелинейности АЦП. Интегральная нелинейность вычислена как отклонение  $\bar{A}$  на данном участке от среднего значения А по всему спектру.

пазону также может служить мерой интегральной нелинейности. Вычисленная таким образом /см.рис.3/, она не превышала  $\pm 0,12\%$  на выбранном участке шкалы и во всем диапазоне входных сигналов АЦП. Необходимо иметь в виду, что в таких измерениях может быть существенным вклад от дифференциальной нелинейности АЦП, "разравненной" по группе каналов.

#### 4. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АЦП

Комплекс спектрометрической аппаратуры в стандарте КАМАК, созданный в лаборатории в последние годы<sup>10/</sup>, рассчитан на параметрическую стабилизацию сквозной характеристики преобразования энергия - код спектрометров, то есть использование в аппаратуре стабильных электронных компонентов и соответствующих схмотехнических решений. По сравнению с системами автоматической стабилизации такой подход дает очевидный выигрыш как в сокращении времени на подготовку и проведение экспериментов,

так и в объеме привлекаемых для этой цели вычислительных средств и оборудования. Рассмотрим особенности применения АЦП в рамках данного подхода.

Как и в универсальном АЦП<sup>/4/</sup>, температурная нестабильность наклона характеристики в данном блоке заведомо не хуже  $10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ , что эквивалентно дрейфу 0,1 канала/ $^{\circ}\text{C}$  в 1000-м канале. Дрейф начального смещения характеристики преобразования всего тракта будет определяться в основном схемой стабилизации исходного уровня на выходе спектрометрического усилителя перед АЦП. В первом диапазоне шаг квантования входного напряжения составляет около 300 мкВ. Дрейф выходного уровня усилителя величиной, например 30 мкВ/ $^{\circ}\text{C}$ , даст дрейф характеристики 0,1 канала/ $^{\circ}\text{C}$  независимо от номера канала. Таким образом, стабильность в этом диапазоне может в основном определяться усилителем, что необходимо иметь в виду при использовании АЦП в спектрометре с параметрической стабилизацией характеристики преобразования.

В представленном АЦП с 10-разрядным ПВК 11-й разряд выходного кода определяет диапазон. Характеристика преобразования энергии - код спектрометра с таким АЦП имеет вид

$$N_{i1} = E_i / (h/K) + n_{10}, E_i \leq E_{\text{оп}} \quad (1\text{-й диапазон}), \quad /6/$$

$$N_{i2} = E_i / h + n_{20} + 1024, E_i \geq E_{\text{оп}} \quad (2\text{-й диапазон}),$$

где  $N_{i1}$ ,  $N_{i2}$  - текущее значение номера канала в 1-м и 2-м диапазоне соответственно;  $n_{10}$ ,  $n_{20}$  - начальное смещение /в каналах/ шкалы данного диапазона;  $E_i$  - текущее значение амплитуды входного сигнала /энергии/;  $E_{\text{оп}}$  - опорное напряжение дискриминатора диапазонов АЦП /граничная энергия/. Отметим, что параметр  $K$  заранее известен для каждого АЦП, стабилен, может регулироваться с необходимой точностью при настройке.

Таким образом, для калибровки шкалы, то есть определения неизвестных параметров  $h$ ,  $n_{10}$ ,  $n_{20}$  системы уравнений /6/, требуются как будто три точки спектра с известной энергией, причем не все в одном диапазоне АЦП. Однако там, где предполагается применять АЦП, это не всегда удобно.

Так, в проектируемом многомодульном 4п-спектрометре ПЭГАС<sup>/11,12/</sup> будет измеряться энергия  $\gamma$ -квантов в широком диапазоне - примерно от 200 кэВ до 30 МэВ с энергетическим разрешением около 10%. Здесь можно использовать, например, 9-разрядный адаптивный АЦП с  $K=10$  и границей диапазонов около 3 МэВ. Однако для калибровки шкалы во втором диапазоне /3-30 МэВ/ нет физически доступных энергетических реперов - источников  $\gamma$ -квантов.

Далее, как показал опыт работы на установке ШИП<sup>/13/</sup>, существенное повышение эффективности экспериментов по синтезу и исследованию тяжелых ядер достигается при одновременном измерении энергии и  $\alpha$ -частиц, и осколков спонтанного деления. Аналогичные опыты с применением полупроводниковых детекторов планируются в ЛЯР ОИЯИ на установке ВАСИЛИСА<sup>/14/</sup>. Энергия регистрируемых  $\alpha$ -частиц находится в пределах 4-10 МэВ, а разрешение составляет 30-50 кэВ. Осколки деления имеют энергетический спектр примерно до 150 МэВ и регистрируются полупроводниковым спектрометром с разрешением в несколько процентов<sup>/15/</sup>. Здесь предполагается использовать 10-разрядный адаптивный АЦП с границей диапазонов около 10 МэВ и  $K = 16$ , то есть полностью подобный рассмотренным опытным образцам. Как и прежде, однако, доступны только источники для калибровки в 1-м диапазоне АЦП. Аналогичная ситуация возникает и при измерениях энергии ускоренных ионов с помощью полупроводниковых детекторов.

Вместе с тем для калибровки можно использовать точно определяемую /по реальному спектру или при настройке/ границу "сшивания" диапазонов, то есть номера каналов  $N_1$ ,  $N_2$  в 1-м и 2-м диапазонах, соответствующие одной и той же энергии. Зная величины  $K$ ,  $N_1$ ,  $N_2$ , являющиеся параметрами данного АЦП, можно калибровать шкалу спектрометра обычным образом - по двум точкам с известной энергией в любом диапазоне.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрен адаптивный АЦП с точностными характеристиками, как у обычного линейного АЦП последовательного типа. Это позволяет применять его в спектрометрах с параметрической стабилизацией шкалы. Уменьшение ошибки дискретизации сигналов малой амплитуды по сравнению с обычным линейным АЦП эквивалентно уменьшению числа каналов /при той же точности/ или увеличению быстродействия. С учетом индивидуальных параметров АЦП калибровка шкалы преобразования спектрометров может осуществляться обычным образом, то есть по двум точкам известной энергии.

Автор благодарен В.Г.Субботину за поддержку работы, а также Л.П.Васильевой за изготовление и экспериментальные исследования макета блока.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. М.: Мир, 1982, с.455.

2. Goulding F.S., Landis D.A. - IEEE Trans., 1982, v.NS-29, No.3, p.1125.
3. Трифонов В.В., Горбачев А.Н. - ПТЭ, 1985, № 1, с.101.
4. Кузнецов А.Н., Субботин В.Г. Сообщение ОИЯИ, 13-83-67, Дубна, 1983.
5. Кузнецов А.Н. А.с.1234972 /СССР/. - Опубл.в ОИ, 1986, № 20, с.255.
6. Крашенинников И.С. и др. - В кн.: Современная ядерная электроника. М.: Атомиздат, 1974, ч.1, с.181-182, рис.2.19.В.
7. Casoli P., Manfredi P.E. - Energia Nuclear, 1969, v.16, No.7, p.446; No.8, p.487.
8. Sliding and Precision Pulse Generator, Model GL-3, Instruction Manual. Berkeley Nucleonics Corporation, 1980.
9. Мейдза Ф. Интегральные схемы. Технология и применение. М.: Мир, 1981, с.51.
10. Кузнецов А.Н. Сообщение ОИЯИ, P13, 15-86-413, Дубна, 1986.
11. Каманин В.В. и др. Сообщение ОИЯИ, P13, 15-86-413, Дубна, 1986, с.16.
12. Агаронян Ф.А., Ахперджанян А.Г., Гонусек М. и др. Сообщение ОИЯИ, P13-87-15, Дубна, 1987.
13. Ambruster P. - Ann.Rev.Nucl.Part.Sci., 1985, v.35, p.135.
14. Еремин А.В. и др. Сообщение ОИЯИ, P15-85-786, Дубна, 1985.
15. Александров А.А. и др. - В кн.: Методы экспериментальной ядерной физики в исследовании процессов и продуктов деления. М.: Энергоатомиздат, 1983, с.33.

Рукопись поступила в издательский отдел  
28 октября 1987 года.

Кузнецов А.Н.

P13-87-774

Адаптивный импульсный аналого-цифровой преобразователь

С целью повышения точности при измерении импульсов малой амплитуды предложен аналого-цифровой преобразователь /АЦП/, шаг квантования которого адаптируется к величине входного сигнала. Сравнимый по быстродействию с обычным 10-разрядным АЦП последовательного типа, для импульсов с амплитудой меньше 0,3 В он эквивалентен 14-разрядному АЦП. Приводятся функциональная схема и ее описание, а также результаты экспериментального исследования блока. Обсуждаются возможности и особенности практического применения АЦП.

Работа выполнена в Лаборатории ядерных реакций ОИЯИ.

Препринт Объединенного института ядерных исследований. Дубна 1987

Перевод О.С.Виноградовой

Kuznetsov A.N.

P13-87-774

Adaptable Pulsed ADC

In order to increase the accuracy of measuring the low amplitude pulses ADC is proposed which step of quantization is adaptable for the value of input pulses. The ADC had conversion time comparable with the usual 10-bit successive type ADC, but for the pulses lower than 0.3V its accuracy is equivalent to 14-bit ADC. The functional circuit of the ADC and its description are given, as well as the results of the experimental investigations. Possibilities and peculiarities of the practical application of the ADC are discussed.

The investigation has been performed at the Laboratory of Nuclear Reactions, JINR.

Preprint of the Joint Institute for Nuclear Research. Dubna 1987