

3332

Экз. чит. зала

Лит

ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИНСТИТУТ  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

P-10-3332



Э.Г. Имаев, Ке Ен Сун, В.И. Приходько,  
А.М. Сухов, В.Г. Тишин

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ  
ВХОДНЫХ УСТРОЙСТВ  
АМПЛИТУДНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ  
ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ

ЛАБОРАТОРИЯ НЕЙТРОННОЙ ФИЗИКИ  
ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ РЕАКЦИЙ

1967.

**P-10-3332**

**Э.Г. Имаев, Ке Ен Сун, В.И. Приходько,  
А.М. Сухов, В.Г. Тишин**

**МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ  
ВХОДНЫХ УСТРОЙСТВ  
АМПЛИТУДНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ  
ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ**

**ОИЯИ  
БИБЛИОТЕКА**

Рукопись поступила в издательский отдел  
17 мая 1967 года.

## Введение

Основные характеристики амплитудного анализатора как измерительного прибора определяются параметрами входного устройства (ВУ), в котором происходит преобразование амплитуды входных сигналов в цифровую форму. Входное устройство (рис.1) обычно состоит из линейных "ворот" (ЛВ), схемы отбора (СО) (дискриминаторы верхнего и нижнего уровня, схемы совпадения и т.д.), аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и адресного счетчика (АС). Блокировка входного устройства на время измерения амплитуды импульса, запрет анализа импульсов, не удовлетворяющих определенному критерию отбора, а также формирование временной диаграммы работы всего устройства осуществляется схемой "логики" (Л).

До последнего времени для амплитудного анализа, связанного с энергетической оценкой ядерных взаимодействий, было достаточно 100-200 каналов. Это определялось прежде всего энергетическим разрешением сцинтилляционных детекторов, которое не превышало  $5 \div 10\%$ . Широкое применение в ядерной спектрометрии полупроводниковых детекторов ядерного излучения, обладающих высоким энергетическим разрешением ( $\approx 0,1\%$ ), значительно повысило требования к измерительным характеристикам амплитудных анализаторов, к которым в первую очередь относятся: точность, определяемая числом каналов анализатора; интегральная линейность; дифференциальная линейность; стабильность положения каналов и быстродействие.

В данной работе рассматриваются:

1) различные варианты функционального построения отдельных узлов входного устройства;

- 2) влияние различных каскадов входного устройства на основные характеристики анализатора;
- 3) методы повышения точности, линейности и стабильности преобразования амплитуды импульса в цифровой код;
- 4) методы повышения быстродействия входных устройств;
- 5) приводится описание трех входных устройств повышенной точности, разработанных авторами.

### 1. Линейные "ворота"

Различают два типа структурных схем линейных "ворот": с нормально закрытым и нормально открытым входом преобразователя.

В схемах с нормально закрытым входом на запоминающий конденсатор поступают лишь те входные импульсы, которые удовлетворяют всем условиям отбора. В отличие от этого в схемах с нормально открытым входом на зарядное устройство поступают все импульсы, когда вход открыт, причем в процессе отбора амплитуда импульса хранится на запоминающем конденсаторе. Если импульс не удовлетворяет каким-либо условиям отбора, конденсатор быстро разряжается специальной схемой разряда.

Структурная схема ВУ с нормально открытым входом несколько сложнее, однако она обеспечивает работу при более высокой частоте входных импульсов. Кроме того, в схемах с нормально закрытым входом обязательно наличие линии задержки на входе ЛВ, что и приводит к дополнительному уширению шумовой линии за счет искажения частотных характеристик спектрометрического импульса [1].

Независимо от структурной схемы линейные "ворота" должны удовлетворять следующим требованиям: 1) в открытом состоянии передавать сигнал с максимальной точностью; 2) в закрытом состоянии полностью блокировать входной сигнал.

Первое требование сводится по существу к получению широкой полосы пропускания, высокой стабильности и линейности схемы. Дополнительным требованием в этом случае может быть еще отсутствие "пьедестала"<sup>х/</sup>.

Второе требование (и частично первое) можно удовлетворить, устранив возможность появления ложных сигналов на выходе "ворот". Источниками ложных сигналов в ЛВ являются:

а) отличный от нуля коэффициент передачи схемы в закрытом состоянии, приводящий к прохождению на выход ЛВ части входного импульса;

б) изменение уровня на выходе ЛВ и прохождение высокочастотной составляющей управляющего сигнала при переключении "ворот" из одного состояния в другое.

Простейшая схема линейных "ворот", в которой в качестве нелинейного элемента используется диод, не удовлетворяет современным требованиям и её использование в многоканальных анализаторах, не имеющих систем стабилизации порога и усиление, нецелесообразно.

Схема линейных "ворот", в которой для обеспечения очень малого дрейфа порога преобразователя используется дополнительное

---

х/ Это требование не является необходимым, так как в некоторых случаях "пьедестал" используется для расширения динамического диапазона анализатора /2/. Важно только, чтобы "пьедестал" был стабильным.

формирование сигнала на выходе ЛВ, описана в работе /3/ (рис.2).  
 Входной сигнал через повторитель Уайта ( $T_1, T_2$ ) поступает на  
 линию задержки, согласованную с обоих концов. Ослабление сигнала,  
 вносимое линией при таком включении, компенсируется усилителем  
 ( $T_3, T_4$ ). С усилителя сигнал поступает на нормально открытые  
 ЛВ ( $T_5, T_6$ ). Для устранения влияния температурного дрейфа  
 "пьедестала" ЛВ на порог преобразователя между выходом "ворот"  
 и входом зарядного устройства включен формирователь ( $T_7 + T_{II}$ ).  
 В формирователе осуществляется развязка уровней и последующее  
 формирование сигнала с помощью короткозамкнутой линии задержки.  
 Время затухания переходных процессов в цепочке емкость - линия  
 задержки весьма мало (3-5 мксек), поэтому уровень на выходе  
 формирователя не зависит от "пьедестала" ЛВ и уровней каскадов,  
 предшествующих емкости, и определяется только усилителем  
 ( $T_{IO}, T_{II}$ ). Применение данной схемы линейных "ворот" во входном  
 устройстве амплитудного анализатора /3/ позволило получить  
 стабильность порога преобразования 0,25 мв/град.С.  
 Оригинальная схема линейных "ворот", предложенная в работе [4],  
 показана на рис.3. Схема состоит из усилителя тока с отрицатель-  
 ной обратной связью (I), биполярного симметричного ключа (II),  
 генератора постоянного тока (III), схемы управления (IV) и выход-  
 ных каскадов (V, VI). В стационарном состоянии в обоих плечах  
 биполярного ключа текут равные токи ( $I_0 = I_0'$ ). В режиме пропуска-  
 ния (в базу  $T_{I5}$  подан положительный сигнал) входной импульс  
 после усилителя с  $K = 1$  суммируется с током  $I_0$  и направляется  
 в нагрузку  $R$ . Когда "ворота" закрыты, ток  $I_0 + I_0'$  переключается  
 в нагрузку  $R'$ , а через  $R$  течет ток  $I_0'$ . Обратная связь

осуществляется в этом случае через сопротивление  $R_2'$ . Входные импедансы выходных каскадов  $S$  и  $S'$  одинаковы, так что в любом из двух состояний схемы режим по постоянному току в каждой точке остается неизменным. По существу в данной схеме имеется две идентичные цепи, замещающие друг друга.

Симметрия схемы, а также введение отрицательной обратной связи позволяют получить очень высокую линейность и стабильность "ворот". Эффект "пролезания" управляющего импульса на выход схемы незначителен. Нестабильность "пьедестала" ЛВ при соответствующем выборе схемы генератора тока и стабилизации усилителя в режиме покоя может быть сделана пренебрежимо малой, а его амплитуда, определяемая разностью токов  $I_0 - I_0'$ , равной нулю.

## II. Дискриминаторы нижнего уровня

Спектр сигналов, поступающих на вход анализатора, может содержать амплитуды импульсов от нулевой до максимальной. Однако не всегда анализ проводится во всем диапазоне. Иногда часть амплитуд не представляет интереса для анализа, так как не содержит полезной информации, или же эта информация так искажена, что её регистрация не имеет смысла. В ряде случаев область анализируемых амплитуд импульсов приходится ограничивать из-за присущей самому анализатору нелинейности в области малых амплитуд. Поэтому в большинстве случаев применяется дискриминация (или ограничение) диапазона снизу. Для этой цели используются различного вида дискриминаторы нижнего уровня (ДНУ).



Наиболее простой конструкцией ДНУ является пороговое устройство, пропускающее на вход анализатора только ту часть амплитуды импульса, которая превышает установленный порог (уровень ограничения снизу). Нелинейным элементом может служить или запертый по эмиттерно-базовому переходу транзистор /17/, или смещенный в обратном направлении диод /40/. Однако такие дискриминаторы имеют ряд недостатков, к числу которых в первую очередь следует отнести: 1) искажение формы сигналов за счет ограничения импульсов по основанию, приводящее к нелинейности в области малых амплитуд на выходе ДНУ \*); 2) нестабильность порога ограничения, проявляющаяся в сдвиге спектральных линий; Отмеченные выше недостатки можно частично устранить, применяя в первом случае обратную связь с выхода ДНУ на его вход /39/, а во втором случае, вводя термокомпенсацию уровня ограничения /39/. Однако использование таких ДНУ целесообразно лишь во входных устройствах с числом каналов не более 500.

Более распространенным в современных многоканальных анализаторах является ДНУ, использующий метод, предложенный Гатти /42/ и впервые реализованный в АЦП, описанном в работе /4/. Сущность этого метода заключается в вычитании строго фиксированной части заряда из каждого детекторного импульса на входе зарядового предусилителя. В аналого-цифровом преобразователе фиксированный заряд снимается с запоминающей емкости после запоминания входного

---

\*)

На рис.4 (а, б) иллюстрируется изменение формы импульса при непосредственном вычитании порога.

сигнала (рис.4 (б) ). Анализируется при этом оставшаяся часть сигнала. Если амплитуда входного импульса меньше величины вычитаемого сигнала, т.е. импульс ниже задаваемого порога, преобразование не производится.

Подробное описание схемного выполнения такого ДНУ приводится в УП разделе данной статьи, где рассматривается входное устройство на 40% каналов.

В техническом отношении использование данного метода в АЦП много проще, чем на входе предусилителя; однако в последнем случае несколько снижаются требования к блокам, находящимся после предусилителя.

Полезным дополнением к использованию данного ДНУ является применение в "логике" анализатора интегрального дискриминатора, управляющего схемой отбора и разрешающего пропускание через нормально закрытые линейные "ворота" только тех импульсов, амплитуда которых превышает порог ДНУ. В этом случае предотвращается запуск "логики" анализатора шумами и помехами, лежащими ниже порога ДНУ, но выше порога запуска "логики" (обычно 30+50 мВ). Вообще говоря, такого рода интегральный дискриминатор сам может выполнять функции ДНУ, т.е. не пропускать на анализ импульсы меньше определенного порога. Однако при этом, во-первых, не используются начальные каналы анализатора, т.е. сужается динамический диапазон; а во-вторых, что более существенно, не уменьшается время преобразования, так как на линейный разряд проходит полная амплитуда сигнала, в то время, как в описанных выше схемах, амплитуда каждого импульса уменьшена на величину порога.

Для дискриминации нижнего уровня могут быть использованы и цифровые методы, например [13], вычитание кода порога из кода номера канала в адресном счетчике. Цифровому ДНУ присущи те же

недостатки, что и интегральному дискриминатору, однако в ряде случаев его применение может быть полезным /13/.

Таким образом, для использования в АЦД повышенной точности можно рекомендовать ДНУ с вычитанием заряда, объединенный с интегральным дискриминатором в "логике" при нормально закрытых ЛВ (если ЛВ нормально открыты, интегральный дискриминатор порога не требуется) и позволяющий получать высокую линейность вплоть до первых каналов.

### III. Аналого-цифровые преобразователи

Важнейшей частью входного устройства, ответственной за его основные характеристики, является аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Преобразование амплитуды импульса в цифровой код может быть выполнено несколькими методами, основные из которых будут рассмотрены ниже.

#### 1. Аналого-цифровой преобразователь с амплитудно-временной трансформацией

В большинстве современных многоканальных АЦП используется принцип амплитудно-временной трансформации, предложенный Вилкинсоном /5/. Блок-схема такого преобразователя приведена на рис.5. Входной импульс поступает на зарядное устройство (ЗУ) и заряжает емкость С до пикового значения амплитуды входного сигнала. Емкость затем линейно разряжается генератором постоянного тока (ГПТ) до начального уровня. Начало и конец разряда конденсатора фиксируются схемой выделения интервала разряда (Ф). Импульс, длительность которого пропорциональна времени разряда, открывает клапан (К), пропускающий на вход адресного счетчика (АС)

серии импульсов от генератора цуга (ГЦ). Код на выходе АС соответствует амплитуде измеряемого импульса.

Ниже приводится анализ погрешностей, вносимых отдельными каскадами АЦП, и рассматриваются методы улучшения их измерительных характеристик.

а) Амплитудно-временной преобразователь

Большинство известных в настоящее время амплитудно-временных преобразователей (АВП) выполняются по схеме, приведенной на рис.5 (пунктир). Одним из основных параметров, характеризующих качество АВП, является дифференциальная нелинейность, которая может быть определена следующим выражением /6/:

$$\varepsilon(U_{вх}) = \frac{\frac{dT}{dU_{вх}} - \frac{dT}{dU_{вх}}}{\frac{dT}{dU_{вх}}} \cdot 100 \% , \quad (1)$$

где  $\frac{dT}{dU_{вх}}$  - средняя величина  $\frac{dT}{dU_{вх}}$  в заданном диапазоне изменения амплитуд входных сигналов ( $U_{вх}$ );  
 $T$  - интервал времени, пропорциональный амплитуде входного сигнала.

Суммарная нелинейность АВП складывается из нескольких компонент, присущих отдельным частям преобразователя:

$$\varepsilon = \sum_{i=1}^n \varepsilon_i \quad (2)$$

Оценка величины каждой из этих компонент, а также методы их уменьшения рассмотрены в работах /6,7,8/.

В АВП рассматриваемого типа основными источниками нелинейности являются:

## I. На стадии заряда конденсатора:

а) нелинейность прямой ветви вольт-амперной характеристики заряжающего диода ( $\varepsilon_1$ );

б) нелинейность, обусловленная делением заряда на запоминающей емкости и нелинейной емкости диода в момент спада входного импульса ( $\varepsilon_2$ ).

## 2. На стадии разряда конденсатора:

а) непостоянство тока разряда ( $\varepsilon_3$ );

б) нелинейная емкость диода, а также емкость  $p-n$  перехода токостабилизирующего транзистора, которые в процессе разряда конденсатора оказываются включенными параллельно запоминающей емкости ( $\varepsilon_4$ );

в) нелинейная проводимость заряжающего диода ( $\varepsilon_5$ );

г) паразитные сопротивления, шунтирующие конденсатор ( $\varepsilon_6$ ).

Анализ процессов заряда и разряда запоминающего конденсатора показывает, что основной вклад в дифференциальную нелинейность АВП на стадии заряда вносит нелинейность вольт-амперной характеристики диода и его емкость, а на стадии разряда - наличие нелинейной емкости диода, непостоянство разрядного тока и наличие сопротивлений, шунтирующих конденсатор. Уменьшить зарядную погрешность можно пропуская ток через диод, величина которого достаточна для выхода рабочей точки на прямолинейный участок вольт-амперной характеристики диода. Такой метод хотя и является наиболее простым, не получил широкого распространения из-за ограничений, накладываемых на конструкцию АВП, т.к. в этом

случае разряд конденсатора должен начинаться непосредственно после его заряда.\*)

Наиболее распространенным методом уменьшения зарядной погрешности является введение отрицательной обратной связи. На рис.6(а,б) приведены различные варианты схем зарядного устройства с обратной связью. Для этих схем "постоянная напряжения" диода как бы уменьшается в  $K$  раз, что эквивалентно сдвигу вольт-амперной характеристики диода по оси напряжений. Это позволяет анализировать с той же погрешностью импульсы с амплитудой в  $K$  раз меньше, чем в обычной схеме. Вторым важным следствием применения обратной связи в зарядном устройстве является ускорение заряда емкости. Постоянная времени заряда емкости в АВП с обратной связью по напряжению равна  $1/9$ :

$$T_{зар} = C_d (R_{вых} + R_g) \left[ 1 + \frac{C}{C_d (K+1)} \right], \quad (3)$$

где  $C_d$  - емкость диода;  $K$  - коэффициент усиления;  $R_{вых}$  - выходное сопротивление усилителя. Из выражения (3) следует, что выигрыш в скорости заряда получается за счет уменьшения эквивалентного значения запоминающей емкости в  $(K+1)$  раз.

В АВП с обратной связью по току  $I/O$  входной импульс напряжения трансформируется в импульс тока; ток обратной связи пропорционален напряжению на конденсаторе  $U_c$ , а конденсатор заряжается разностью токов, усиленной усилителем тока.

---

\*) В работе /2/ для уменьшения дифференциальной нелинейности в начале шкалы предлагается суммировать амплитуду входного импульса со ступенькой напряжения. Однако данному методу также присущ ряд ограничений, поэтому он применяется сравнительно редко.

В этой схеме ток заряда емкости равен

$$I_{зар} = \left( \frac{U_{bx}}{R} - \frac{U_c}{R} \beta \right) K_i, \quad (4)$$

где  $\beta$  - коэффициент обратной связи,  
 $K_i$  - коэффициент усиления тока.

Скорость нарастания напряжения на конденсаторе определяется из выражения (4)

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{K_i \beta}{RC} \left( \frac{U_{bx}}{\beta} - U_c \right); \quad (5)$$

при  $\beta = 1$  постоянная времени заряда конденсатора равна  $\frac{RC}{K_i}$ , т.е. заряд ускоряется в  $K_i$  раз.

В тех случаях, когда применяется комбинированный вариант с усилителем напряжения и усилителем тока (рис.6б), выигрыш во времени заряда получается примерно в  $K \cdot K_i$  раз.

Следует заметить, что в зарядных устройствах с обратной связью на величину коэффициента усиления имеется ограничение сверху; выбор оптимальной величины  $K$  должен обеспечить минимальную величину  $\epsilon$  и минимально возможное время заряда емкости при монотонной характеристике переходного процесса, т.к. при наличии выброса на переходной характеристике напряжение на емкости будет отличаться от пикового значения амплитуды входного сигнала.

Анализ динамики переходного процесса в зарядном устройстве с обратной связью, осуществляемый при помощи метода корневого годографа, приведен в работе /3/. В результате анализа получено критическое значение коэффициента усиления, при котором еще выполняется требование монотонности переходного процесса и определены параметры компенсирующих

цепей, облегчающих выполнение этого требования. Аналогичный расчет, выполненный с помощью аналоговой вычислительной машины, приведен в работе /II/. Для уменьшения погрешностей, возникающих в процессе разряда конденсатора, необходимо добиться увеличения сопротивлений, шунтирующих конденсатор, и уменьшить динамическую проводимость  $\left(\frac{1}{R_g}\right)$  ГПТ.

В зарядных устройствах с обратной связью устройство, сравнивающее входное напряжение с напряжением на емкости, связано с емкостью через повторитель с конечным входным сопротивлением. В точных АВП для этой цели используют либо катодный повторитель /3,4/, либо повторитель с полевым транзистором на входе /12,13/, т.к. транзисторные эмиттерные повторители, использующие для увеличения входного сопротивления глубокую отрицательную обратную связь, имеют низкую полосу пропускания. Применение электронной лампы в транзисторном АВП нежелательно из-за нарушения теплового режима схемы и из-за необходимости вводить дополнительные цепи питания, поэтому наиболее целесообразно использовать в зарядном устройстве полевой транзистор или каскадное включение обычных транзисторов /14/. На рис. 7(а,б) приведены схемы повторителей на полевых транзисторах /12/. Входное сопротивление в этих схемах составляет  $\approx 100$  мом. Схема сложного эмиттерного повторителя с каскадным включением транзисторов изображена на рис. 8б /14/. Следует заметить, что одновременно с повышением  $R_{вх}$  согласователя импедансов необходимо стремиться к увеличению  $R_g$  ГПТ, т.к. эти факторы оказывают одинаковое влияние на дифференциальную линейность АВП.

Простейшая схема ГПТ, представляющая собой транзистор, включенный по схеме с общей базой с токовым режимом во входной



цепи, изображена на рис.8а. Максимально возможное динамическое сопротивление такого ГПТ определяется физическими параметрами транзистора и не может быть больше  $Z_k$  применяемого триода. При токе коллектора  $I_k = 50 \div 100 \text{ мкА}$   $Z_k = 40 \div 80$  мом для кремниевых и  $20 \div 40$  мом для германиевых транзисторов. Такая величина  $R_g$  не всегда бывает достаточной для получения требуемой линейности.

Для получения большей величины  $R_g$  часто применяется схема, приведенная на рис. 8б). В данной схеме объединены согласователь импедансов ( $T_2, T_3, T_4, T_5$ ) и ГПТ ( $T_6$ ), используемой в качестве динамической нагрузки. В данном случае применен известный в ламповой технике способ уменьшения изменений тока разряда путем поддержания неизменной разности потенциалов на зажимах разрядного сопротивления  $R$ . Применение следящей схемы позволило увеличить эквивалентное шунтирующее сопротивление ( $R_k \parallel R_g$ ) до  $100 \div 150$  мом при использовании обычных транзисторов.

В некоторых работах /4, 15/ для увеличения  $R_g$  применяется схема Дарлингтона в тех или иных вариантах.

Для уменьшения дифференциальной нелинейности, обусловленной нелинейной емкостью диода  $C_g$ , необходимо стремиться к уменьшению этой емкости. Это достигается подбором заряжающего диода с малой проходной емкостью. Возможен и схемный путь уменьшения  $C_g$ . Схема одного из вариантов приведена на рис.9 /6/. Данная схема представляет собой зарядное устройство с усилителем напряжения и усилителем тока (транзисторы  $T_1, T_2$ ). Преимущество этой схемы состоит в том, что вместо емкости диода здесь присутствуют нелинейные емкости  $C_{кб}(T_1)$  и  $C_{кэ}(T_2)$ , соединенные

последовательно. Тепловой ток коллекторного перехода  $T_2$  эквивалентен обратному току диода в обычной схеме, и, если нет существенных колебаний температуры окружающей среды, можно пренебречь влиянием  $I_{к0}(T_2)$  на дифференциальную нелинейность зарядного устройства.

При разработке точных АВН необходимо учитывать возможные колебания температуры, повышение которой в первую очередь проявляется в ухудшении стабильности преобразования и значительном увеличении обратных токов диода и коллекторного перехода транзисторов, а также емкостей  $C_g$  и  $C_{кб}$ , что, в свою очередь, ухудшает дифференциальную нелинейность  $\varepsilon_2, \varepsilon_4, \varepsilon_5$ . Кроме того, изменение температуры приводит к изменению тока разряда конденсатора, а, следовательно, и интервала преобразования при той же амплитуде преобразуемого сигнала. Основными причинами, приводящими к изменению тока линейного разряда, являются /10/: а) изменение коэффициента усиления тока  $\mathcal{L}$  токостабилизирующего транзистора; б) сдвиг вольт-амперных характеристик триода, приводящий к изменению падения напряжения на эмиттерно-базовом переходе; в) изменение  $I_{к0}$ . Так, например, для транзисторов П502 при повышении температуры от 20° до 50°С  $I_{к0}$  увеличится от 0,1 мка до 1 мка, изменение  $U_{эб}$  обычно составляет 2 мв/град, т.е. для  $\Delta t = 30^\circ\text{C}$   $\Delta U_{эб} = 60$  мв, изменение  $\mathcal{L}$  равно приблизительно 0,02% на градус. Таким образом, общее изменение тока разряда для ППТ, приведенного на рис.8а, составляет

$$\frac{\Delta I_p}{I_p} \approx \left( \frac{\Delta I_{к0}}{I_p} + \frac{\Delta U_{эб}}{E_2 - E_1} + \frac{\Delta \mathcal{L}}{\mathcal{L}} \right) \cdot 100 \% \approx 2 \%$$

при  $I_p = 100 \text{ мкА}$ ,  $E_2 - E_1 = 10 \text{ в}$  и  $\Delta t = 30^\circ\text{С}$ . Для уменьшения температурной погрешности необходимо либо термостатировать АВП, либо вводить термокомпенсацию.

Следует заметить, что в АВП с обратной связью необходимо учитывать нелинейность самого усилителя, которая, как известно, складывается из нелинейности коэффициента усиления транзистора по току и нелинейности входной и выходной цепей. В работе /16/ показано, что нелинейность входного и выходного импедансов может быть сделана весьма малой при соответствующем выборе режима транзисторов, сопротивления нагрузки и соотношения между входным сопротивлением усилителя и выходным сопротивлением источника сигнала. Нелинейные искажения в схеме могут быть устранены в определенном динамическом диапазоне введением дополнительных нелинейностей на входе и выходе усилителя, это достигается подбором входных и выходных цепей из диодов и сопротивлений.

Коэффициент усиления транзистора по току ( $\beta$ ) существенно зависит от уровня коллекторного напряжения и тока коллектора. Уменьшения нелинейности, связанной с изменением  $\beta$ , можно добиться подбором транзистора с мало меняющимся  $\beta$ , а также соответствующим выбором сопротивления нагрузки. Расчет показывает /11/, что дифференциальная нелинейность усилителя может быть сведена к величине, приблизительно равной  $0,1 \pm 0,2\%$ .

Дифференциальная нелинейность АВП, а также стабильность преобразования амплитуды входных импульсов зависят от параметров схемы выделения интервала разряда запоминающего конденсатора. Обычно в качестве такого устройства используется триггер Шмитта /4/ или дифференциальный токовый дискриминатор /17/. Для транзисторных схем предпочтительнее дискриминировать не уровень

напряжения на емкости, а ток разряда. Однако и в том и в другом случае приходится преодолевать значительные трудности, связанные с устранением температурной зависимости уровня дискриминации.

В этом отношении АВП с обратной связью имеют еще одно преимущество, которое заключается в том, что в таких преобразователях интервал разряда можно выделять по моментам обрыва и включения цепи обратной связи, т.е. устройство, выделяющее интервал разряда, в этом случае не связано непосредственно с емкостью. Поскольку окончание линейного разряда емкости характеризуется установлением во всех точках зарядного устройства тех же уровней, которые были до начала разряда, медленный дрейф уровней в ЗУ или на его входе не влияет на порог преобразования.

Рассмотрим несколько конкретных схем АВП, используемых в многоканальных амплитудных анализаторах. На рис. IО приведена схема АВП IО24-канального амплитудного анализатора, описанного в работе /4/. В этой схеме запоминающая емкость  $C$  заряжается разностью входного сигнала и сигнала обратной связи, усиленной усилителем, собранным на транзисторах  $T_1 + T_6$ . В цепи обратной связи для согласования импедансов используется катодный повторитель (нувистор  $\mu_2$ ). ГПТ (транзисторы  $T_8 + T_{10}$ ) обеспечивает высокую стабильность разрядного тока за счет каскадного включения транзисторов  $T_9, T_{10}$  и введения термокомпенсации (диоды  $D_2, D_3$ ). Выделение интервала разряда осуществляется триггером Шмитта ( $T_{11} + T_{15}$ ), дискриминирующим уровень напряжения на коллекторе  $T_4$ .

На рис. II приведена схема АВП, обладающего высокой линейностью /6/. В данной схеме в зарядном устройстве используются усилитель напряжения ( $T_2, T_3, T_4$ ) и усилитель тока ( $T_5, T_6$ ). Как уже

отмечалось выше, такое включение усилителя тока позволяет почти вдвое уменьшить емкость, эквивалентную проходной емкости диода. Сигнал обратной связи подается на одно из плеч дифференциального усилителя через сложный повторитель, собранный вместе с ГПТ на транзисторах  $T_7 - T_{II}$ .

Более точные схемы АВП будут описаны в VI разделе данной работы.

### б) Генератор цуга импульсов

Ряд основных характеристик АЦП связан с качеством работы генератора цуга импульсов. К этим характеристикам относятся: 1) стабильность коэффициента преобразования АЦП, которая зависит, в частности, от стабильности частоты генератора; 2) время преобразования (быстродействие) АЦП, равное  $n T_c$ , где  $T_c$  - период импульсов в цуге,  $n$  - число каналов АЦП; 3) дифференциальная нелинейность, зависящая от неравномерности частоты генератора.

Качество работы самих генераторов, в свою очередь, зависит от ряда факторов: изменения напряжения питания, температурного дрейфа, стабильности элементов, типа транзисторов и т.д., поэтому важно в зависимости от условий, в которых работает входное устройство, правильно выбрать схему ГЦ.

Генератор может быть выполнен по одной из блок-схем, приведенных на рис. I2.

Наиболее простым устройством является ждущий генератор (рис. I2a). Это может быть ждущий мультивибратор /I7, I4/, генератор с задержанной обратной связью /I8/, генератор синусоидальных колебаний с внешним запуском и дополнительной формировкой /I9/ и т.д.. В этих схемах на вход подается прямоугольный импульс

с достаточно крутым фронтом и спадом ( $t_{ф, сп} \ll T_2$ ), на выходе генератора получается цуг импульсов, число которых пропорционально длительности запускающего импульса.

При разработке ждущих генераторов возникает ряд трудностей, которые не всегда удается преодолеть. В первую очередь это относится к повышению частоты генератора (особенно в релаксационных схемах). Второй важной особенностью этих схем является вероятность появления неполноценных импульсов в конце цуга. Это явление может привести к существенному уменьшению амплитуды последнего импульса, а т.к. порог срабатывания первого триггера адресного счетчика различен для двух состояний триггера, то в преобразователе при этом наблюдается значительная неравномерность ширины четных и нечетных каналов.

Непрерывный генератор с фазировкой начала и конца серии /20/ (рис.126) лишен этого недостатка. В данном генераторе на вход схемы фазировки (СФ) подается импульс начала линейного разряда емкости, здесь он фазирован с импульсом серии и подается на триггер (Тр), управляющий клапаном (К). На выходе клапана появляется цуг импульсов. Конец цуга фазирован схемой СФ<sub>2</sub> с импульсом окончания линейного разряда. К числу достоинств этого генератора следует также отнести высокую стабильность частоты (это легко достигается с помощью кварца). Однако конструирование генератора по данной блок-схеме на большую частоту (свыше 10 Мгц) встречает известные трудности при схемном решении отдельных узлов. Иногда частоту цуга выбирают в несколько раз больше требуемой. Последующее деление частоты дает эффект, аналогичный эффекту фазировки.

Однако наибольшее применение в АЦП с амплитудно-временной трансформацией нашли ждущие генераторы. Одним из примеров схем ГЦ такого типа является ждущий мультивибратор. На рис.13 приведена схема мультивибратора, описанная в работе /21/. Запуск мультивибратора осуществляется подачей отрицательного смещения в базу транзистора  $T_2$ . Длительность фронта и спада запускающего импульса не должна превышать  $10 \pm 20$  нсек. Цуг импульсов через ЭП ( $T_3$ ) снимается с коллектора  $T_2$ . Частота импульсов определяется параметрами схемы и величиной напряжения питания. Для указанных в схеме номиналов частота импульсов в цуге составляет 10 Мгц. Мультивибратор имеет малую дифференциальную нелинейность и малый выбег, однако он недостаточно стабилен при изменении напряжения питания и температуры.

Для получения цуга импульсов с частотой до 100 Мгц. и более можно применить схему, приведенную на рис.14 /21/. Генератором является туннельный диод, который в исходном состоянии находится в устойчивой рабочей точке. Сопротивление  $R$  выбирается таким образом, чтобы с приходом отрицательного запускающего импульса туннельный диод начинал генерировать с частотой, определяемой величиной смещения на нем и индуктивностью  $L$ . Предельная частота серии в данном генераторе зависит от быстродействия схемы формирования ( $T_1, T_2, T_3$ ). Данная схема, хотя и позволяет получить высокую частоту импульсов цуга (в работе /22/ описан подобный генератор с частотой следования импульсов 116 Мгц), весьма критична к изменению напряжения питания.

На рис.15 изображена схема ГЦ, выполненного на основе генератора синусоидальных колебаний с трансформаторной обратной связью /21/. Генератор собран на транзисторе  $T_2$ . Запуск схемы

осуществляется отрицательным прямоугольным импульсом через ЭП ( $T_1$ ). Цуг импульсов формируется из отрицательной полуволны синусоиды схемой формирования, аналогичной описанной выше.\*)

### г) Уменьшение времени преобразования

При решении ряда задач экспериментальной физики быстродействие современных точных анализаторов с "мертвым" временем порядка десятков сотен нсек оказывается недостаточным. Основной вклад в "мертвое" время анализатора вносит аналого-цифровой преобразователь. Уменьшение времени преобразования должно осуществляться путем соответствующего увеличения быстродействия всех узлов АЦП.

Построение быстродействующего АВП не представляет принципиальных затруднений. Единственной дополнительной трудностью при этом является необходимость отмечать момент окончания линейного разряда с большей абсолютной точностью.

Более серьезной трудностью является увеличение частоты генератора цуга импульсов и уменьшение разрешающего времени адресного счетчика. Применение сверхвысокочастотных транзисторов и туннельных диодов для построения схем этих узлов позволяет увеличить частоту цуга до 100 Мгц. и более /22,23/, что соответствует времени преобразования менее 10 нсек на канал.

Дальнейшее существенное уменьшение "мертвого" времени в рамках рассматриваемого метода преобразования крайне затруднительно, так как наличие большого количества элементов, работающих

---

\*). Подробное исследование описанных выше схем ГЦ проведено в работе /21/.



близко к пределу своего быстродействия, снижает надежность всего устройства.

## 2. АЦП с нелинейным кодированием

С целью повышения быстродействия амплитудных анализаторов в настоящее время применяются методы нелинейного кодирования при преобразовании амплитуды импульса в цифровую форму. В таких АЦП чаще всего используется двоичное поразрядное "взвешивание" в той или иной модификации /24, 25, 26/. Упрощенная блок-схема преобразователя, а также временная диаграмма, поясняющая его работу, показаны на рис. 16(а,б). Принцип действия такого АЦП сводится к последовательному сравнению амплитуды входного сигнала, удлинённого на время преобразования, с поочередно подключаемыми эталонными "ступеньками" напряжения (или тока), равными  $\frac{I}{2}$ ,  $\frac{I}{4}$  ...,  $\frac{I}{2^n}$  от максимальной амплитуды измеряемого импульса. Схема сравнения оставляет эталонное напряжение очередной "ступеньки" включенным или выключает его в зависимости от знака остатка. Код измеряемого сигнала, соответствующий амплитуде входного импульса с точностью до минимальной "ступеньки", фиксируется на регистре, управляющем включением эталонных напряжений (или токов).

Нелинейные методы кодирования позволяют существенно повысить быстродействие АЦП. Действительно, если преобразователь имеет  $2^n$  каналов, то при нелинейном кодировании для процесса преобразования требуется только  $n$  "ступенек" вместо  $2^n$  в случае применения метода амплитудно-временной трансформации.

Однако использование методов нелинейного кодирования для решения задач ядерной спектрометрии встречает известные трудности при получении удовлетворительной дифференциальной линейности.

Например, относительная неточность ( $\varepsilon$ ), эталонного напряжения (или тока) первой "ступеньки взвешивания", имеющей величину  $\frac{N}{2}$ , где  $N$  - число каналов АЦП - ведет к относительной ошибке в ширине ( $\frac{N}{2} - 1$ ) канала порядка  $\varepsilon \cdot \frac{N}{2}$ . Получение малой величины  $\varepsilon$  (особенно при большом числе каналов) предъявляет серьезные требования к элементам, задающим эталонные "ступеньки". Применение сверхточных деталей и оригинальных схемных решений в устройствах, формирующих эталонные "ступеньки", не всегда дает желаемые результаты, поэтому в настоящее время разработан ряд косвенных способов уменьшения неоднородности ширины каналов в АЦП до приемлемой величины  $\pm 2\%$ . Некоторые из этих способов рассматриваются ниже.

а) АЦП с дополнительной "ступенькой"

Метод, в котором для получения большой точности и стабильности ширины каналов используется дополнительная "ступенька" напряжения (или тока), впервые предложен Гатти /27/. В таком АЦП /25,28/ к регистру добавляется еще один разряд, задающий эталонную "ступеньку", несколько меньшую минимальной ширины канала (рис.17). Логически действия в преобразователе выполняются так, чтобы основные эталонные "ступеньки" определяли только номер канала (или положение нижней границы канала), а ширина каналов задается дополнительной "ступенькой", причем в запоминающее устройство для регистрации передаются только коды тех импульсов, которые перекрываются этой "ступенькой". Появляющиеся при этом "просветы" между верхней границей дополнительной "ступеньки" и нижней границей следующего канала приводят к потере части импульсов, т.е. к просчетам. Величина просчетов определяется конструкцией преобразователя и может составлять несколько процентов.

Так, для преобразователя на 256 каналов, описанного в работе /28/, неоднородность ширины каналов равняется  $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ , потери импульсов из-за просветов - меньше 1% при полном времени преобразования

10 мксек. В таком преобразователе неизбежные изменения наклона удлиненного входного импульса за время преобразования при изменении его амплитуды эквивалентны сдвигу порога или усилению и автоматически корректируются при калибровке перед измерениями.

б) АЦП с двухпороговым дискриминатором

В работе /24/ предложено использовать в качестве устройства сравнения АЦП с поразрядным "взвешивателем" двухпороговый дискриминатор, выполненный на включенных последовательно двух туннельных диодах. При таком включении их общая вольт-амперная характеристика приобретает вид, показанный на рис.18. Работа устройства происходит следующим образом: измеряемый ток смещает рабочую точку туннельных диодов в область отрицательных токов, после чего сигналами устройства управления поочередно включаются эталонные токи и рабочая точка туннельных диодов смещается вверх на величину полученного эталонного тока. Устройство управления, в свою очередь, управляется напряжением от двухпорогового дискриминатора таким образом, что, когда ток остатка

$$i_{ост\ K} = i_{из} - \sum_{i=1}^K i_{см\ i} \cdot n_i \quad \left( \begin{array}{l} n_i = 0 \\ \text{и} \\ n_i = 1 \end{array} \right)$$

при включении  $K$ -го эталонного тока  $i_{см\ K}$  удовлетворяет соотношению

$$i_{ост\ K} < i_{p1}$$

устройство управления оставляет этот ток включенным. В случае, если

$$i_{ост\ K} > i_{p2}$$

соответствующий эталонный ток выключается. Цикл преобразования заканчивается, когда ток остатка после поочередного подключения всех эталонных токов принимает значение

$$i_{p1} < i_{ост} < i_{p2}$$

Состояние триггерных схем, управляющих эталонными токами, дает двоичное представление амплитуды входного сигнала. Описанный в работе двухпороговый дискриминатор в сущности используется как однопороговый дискриминатор при токе  $i_{p2}$ , каким является обычное устройство сравнения, применяемое в АЦП такого типа, если только двухпороговый дискриминатор не будет использован для логических действий, аналогичных АЦП с дополнительным разрядом, т.е., например, коды входных сигналов не должны передаваться в запоминающее устройство, если:

$$i_{ост} > i_{p2} \quad \text{или} \quad i_{ост} < i_{p1}$$

В этом случае, действительно, ширина канала будет определяться разностью пиковых токов двухпорогового дискриминатора. Причем наличие гистерезиса в характеристике дискриминатора может привести к значительным "просветам" между границами каналов. Однако использование двухпорогового дискриминатора для логических действий, описанных выше, в работе не отмечено. Не приводятся также величины получаемой неоднородности ширины каналов и потерь за счет "просветов" между каналами, что не позволяет сравнить данное устройство с другими типами АЦП.

в) АЦП со "скользящей" шкалой

Другая попытка уменьшить присущую АЦП с поразрядным "взвешиванием" значительную неоднородность ширины каналов была предпринята Гатти, предложившим использовать принцип статистического усреднения ширины каналов /26,27/. В таком преобразователе кодируется не входной сигнал  $A_0$ , а сумма двух сигналов  $A_0 + A_a$ , где  $A_a$  - некий искусственно генерируемый импульс. Этот дополнительный импульс  $A_a$  формируется цифро-аналоговым преобразователем, цифровой вход которого устанавливается в состоянии  $P_a$ , задающее код  $A_a$ . Величина  $P_a$  изменяется последовательно (или случайно) в каждом цикле кодирования на 1 в диапазоне  $0 + M$ . Из кода числа  $A_0 + A_a$ , получаемого после преобразования, вычитается  $P_a$ , в результате чего получается точный номер канала для  $A_0$ . Поскольку  $A_0$  и  $A_a$  - независимые величины, а импульсы в области, близкой к  $A_0$ , кодируются различными каналами устройства, использующего фактически  $M$  статистически разбросанных каналов, то средняя ширина канала становится независимой от места кодирования для входных импульсов любой амплитуды.

Эффективная относительная ошибка ширины канала в этом случае будет равна /26/:

$$W_K = \frac{\varepsilon_{K+M+1} - \varepsilon_K}{M+1},$$

где  $\varepsilon_{K+M+1}$ ,  $\varepsilon_K$  - относительные ошибки в ширине  $K$ -го канала без усреднения.

Блок-схема такого преобразователя /29/ на 512 каналов показана на рис.19. Здесь к обычному кодирующему устройству поразрядного

"взвешивания" добавляются дополнительные цепи, с помощью которых осуществляется последовательный сдвиг порога на один канал после каждого цикла преобразования. Эти цепи включают шестиразрядный счетчик и управляемые им токовые ключи(2). Корректировку кодов производит девятиразрядный сумматор, где к коду основного регистра прибавляется дополнительный код шестиразрядного счетчика. С выхода сумматора точный код измеряемого импульса передается через схему переноса в память. Для реализации  $512 + 64$  каналов основной преобразователь должен иметь  $1024$  канала. Полное время преобразования -  $10$  мксек. Дифференциальная нелинейность уменьшается от  $10 + 15\%$  до  $1\%$ .

В работе /30/ упоминается разработка аналогичного кодировщика на  $1024$  канала, где  $256$  каналов используются для сдвига порога. Кодировочная система конструируется таким образом, чтобы реализовать  $1024 + 256$  значений эталонных токов и в конечном итоге получить  $1024$  канала для кодирования измеряемого импульса. Общее время преобразования -  $8$  мксек. Дифференциальная нелинейность лучше  $1\%$ , включая первые каналы.

По мнению авторов этой работы /30/, кажется нетрудным получить для такого преобразователя на  $1024$  канала время преобразования  $1 + 2$  мксек.

Неточность формирования дополнительных "ступенек" вводит только дополнительную интегральную нелинейность и не оказывает существенного влияния на дифференциальную нелинейность. Каждый канал такого преобразователя имеет кривую разрешения с одинаковой площадью для всех каналов. Однако форма этой кривой, которая должна быть прямоугольной, может несколько искажаться в зависимости от интегральной нелинейности основного преобразователя и совместного действия дополнительных "ступенек" с преобразователем.

При числе каналов более 1024 увеличивается дифференциальная нелинейность основного преобразователя, которая, составляя величину  $5 \pm 10\%$  для 1024 каналов, увеличивается до  $20 \pm 40\%$  при 4000 каналов. Однако и такая нелинейность может быть уменьшена до  $1 \pm 2\%$  при использовании данного метода "сдвигающей" шкалы.

#### IV. Системы стабилизации "нуля" коэффициента усиления

Получение удовлетворительной стабильности работы тракта преобразования (в том числе АЦП) при большом числе каналов вызывает существенные затруднения при выполнении входного устройства амплитудного анализатора. Одним из решений вопроса стабильности может быть метод, в котором "нуль" и коэффициент усиления (преобразования) автоматически подстраивается по специальным реперным импульсам.\*) В этих системах используется отрицательная обратная связь для компенсации изменений стабилизируемых параметров, при этом преобразованный сигнал ошибки вырабатывает пропорциональное смещение известных линий в спектре (естественных или искусственных) на их правильные позиции.

Достаточно полный обзор методов выполнения систем стабилизации спектрометрического тракта дан в работе /31/, здесь будут рассмотрены лишь некоторые качественные характеристики таких систем.

\*) В работах /35,36/ для повышения стабильности применяется метод коррекции дрейфов с помощью ЦВМ. В этом методе коды всех событий (в том числе и коды реперных импульсов) записываются индивидуально во временной последовательности в запоминающем устройстве (ЗУ) ЦВМ. Вычислительная машина "просматривает" в той же последовательности содержимое ЗУ и, делая простейшие вычисления в каждом коде, корректирует "нуль" и коэффициент усиления спектрометра.

В работе /32/ показано, что по способу выделения сигнала ошибки все известные в настоящее время системы стабилизации можно разделить на два типа:

1) системы, в которых сигналом ошибки является накапливаемая в интеграторе разность скоростей счета в "окнах" на левом и правом склонах реперного пика /33,34/;

2) системы, в которых в качестве сигнала ошибки используется разность кодов регистрируемого реперного импульса и кода, соответствующего полной емкостью сервосчетчика (интегратором в этом случае является сам сервосчетчик) /3,13,14/.

Эти системы отличаются не только по принципу действия, но и по основным параметрам, характеризующим эффективность системы стабилизации. К этим параметрам относятся: скорость отработки мгновенных изменений "нуля" или коэффициента усиления; уширение пиков в спектре из-за шумового размытия реперной линии; сдвиги пиков при линейно меняющихся дрейфах; диапазон перекрытия возможных дрейфов в системе и т.д.

Рассмотрим один из вариантов системы стабилизации первого типа /32/. Блок-схема такой системы приведена на рис.20. В данной системе в качестве репера используются электрические импульсы от стабильного генератора (ГЭИ) /14/. В "логику" амплитудного анализатора одновременно с реперными импульсами подаются управляющие импульсы, включающие систему стабилизации. При этом отпадает необходимость в цифровых "окнах", т.к. выделение импульсов, принадлежащих левому или правому склонам пика, выполняют два вентиля ( $B_2$  и  $B_3$ ), управляемые от одного из триггеров адресного счетчика (разряды  $2^7$  или  $2^8$ , в зависимости от желаемого



диапазона перекрытия возможных дрейфов в системе). Реперный пик с помощью ручной регулировки устанавливается на границе между двумя выбранными каналами (например, 5I1 и 5I2; I023 и I024 и т.д.). Выходные импульсы с вентилей подаются на два входа разностного интенсиметра, который может быть выполнен по одной из схем, предложенных в работах /34,37/. Корректирующее напряжение ( $\Delta u$ ), пропорциональное разности скоростей счета в двух половинах реперного пика, управляет током разряда запоминающей емкости в АЦП (стабилизация усиления) или меняет порог на входе преобразователя (стабилизация порога).

В ряде работ /3,13,14/ приводится описание систем стабилизации второго типа. Блок-схема спектрометра вместе с системой стабилизации, использующей в качестве сигнала ошибки разность между идеальным и текущим значениями кодов реперных импульсов, показана на рис.21 /13/. Реперные импульсы от стабильного генератора поступают на вход предусилителя вместе с детекторными импульсами, измеряются аналого-цифровым преобразователем и регистрируются в адресном счетчике (предварительно в счетчик из регистров стабилизации "нуля" или коэффициента усиления заносится код ошибки, накопленной в течение предшествующих циклов измерения).

Из адресного счетчика новые коды переносятся обратно в регистр и, далее, преобразуются цифро-аналоговыми преобразователями в напряжение, корректирующее порог или усиление.

В работе /32/ проведено теоретическое и экспериментальное исследование обеих систем стабилизации. Основные результаты анализа этих систем сводятся к следующему:

I. Отработка скачков "нуля" и усиления в системе стабилизации второго типа производится значительно быстрее, чем в системе первого типа.

2. Влияние собственных флуктуаций обеих систем на ширину пиков в спектре примерно одинаково для реальных значений ширины пика на полувысоте, получаемых при амплитудном анализе с полупроводниковыми детекторами (5 + 10 каналов).

3. Система стабилизации второго типа более устойчива к линейно меняющимся дрейфам.

4. В случае прерывания эксперимента по каким-либо причинам в системе первого типа накопленная коррекция исчезает. Этот недостаток может быть устранен, если вместо интенсиметра использовать реверсивный счетчик и цифро-аналоговый преобразователь /23/, но при этом значительно возрастает количество необходимого оборудования.

5. В системе стабилизации второго типа диапазон перекрытия возможных дрейфов порога или усиления ограничен емкостью регистра стабилизации и величиной соотношения между единицей ошибки и единицей коррекции. В системе с разностным интенсиметром диапазон перекрытия дрейфов определяется областью линейности работы интенсиметра и практически не ограничен.

6. Система стабилизации второго типа имеет зону нечувствительности, равную одному каналу. Однако влияние этой зоны на дополнительное уширение пиков в спектре будет сказываться лишь при очень узких реперных пиках. Для реальных пиков это уширение уменьшается пропорционально ширине пика на полувысоте и может не учитываться.

Систему стабилизации, её тип и параметры следует выбирать, исходя из реальных условий работы этих систем в физическом эксперименте и в зависимости от величины и характера дестабилизирующих

факторов. Однако в большинстве случаев удобнее использовать систему стабилизации первого типа ввиду её простоты и надежности.

#### У. Выводы

Проведенное выше рассмотрение методов построения входных устройств амплитудных анализаторов повышенной точности показывает, что необходимые точность, линейность и стабильность преобразования могут быть достигнуты тем или иным путем в рамках любого из методов аналого-цифрового преобразования. Поэтому в качестве критерии для сравнения основных схем АЦП обычно выбираются следующие три параметра /39/: 1) скорость преобразования амплитуды импульса в цифровой код; 2) надежность; 3) простота и удобство работы с прибором.

С этой точки зрения во входных устройствах быстродействующих амплитудных анализаторов на малое число каналов (до 1000) предпочтительнее использовать метод амплитудно-временной трансформации.

Однако в многоканальных системах методы нелинейного кодирования имеют очевидное преимущество, заключающееся в больших потенциальных возможностях повышения быстродействия, в то время как дальнейшее существенное уменьшение времени преобразования при использовании метода амплитудно-временной трансформации, по-видимому, невозможно. Поэтому, несмотря на трудности, связанные с получением удовлетворительной дифференциальной линейности, и сложность таких систем, применение метода поразрядного "взвешивания" во входных устройствах быстродействующих многоканальных амплитудных анализаторов с числом каналов 1000 ÷ 4000 (и больше) наиболее целесообразно.

## VI. Входные устройства повышенной точности

Ниже приводится описание трех входных устройств повышенной точности: 1) на 4096 каналов с системами стабилизации порога и усиления; 2) на 1024 канала без стабилизации; 3) на 256 каналов со скользящей шкалой. В этих устройствах реализованы основные методы повышения точности амплитудно-цифрового преобразования, рассмотренные в предыдущих разделах данной работы.

### 1. Описание входного устройства амплитудного анализатора на 4096 каналов

Входное устройство (ВУ) на 4096 каналов предназначено для работы с полупроводниковыми детекторами  $\gamma$  - излучения в диапазоне  $0 + 10$  Мэв. При разработке ВУ основное внимание уделялось повышению линейности и стабильности преобразования. Поскольку к быстродействию устройства специальных требований не предъявлялось, в АЦП был использован принцип амплитудно-временной трансформации.

Функциональная схема входного устройства приведена на рис.22. Входной импульс через нормально открытые линейные "ворота" (ЛВ) поступает на зарядное устройство (ЗУ) и заряжает емкость (С) до пикового значения амплитуды входного сигнала. На переднем фронте входного импульса с порогом  $50 + 60$  мв срабатывает схема "обострения" фронта (СО), которая вырабатывает стартовый импульс для "логики" ВУ. Этот импульс поступает на схему совпадения ( $I_2$ ) и, если ЛВ открыты (закончено преобразование предшествующего импульса), запускает блокинг-генератор (БГ). Импульс с БГ после схемы формирования ( $\Phi_2$ ) взводит триггер (Тр), выключающий линейный разряд емкости на время, равное длительности переходных процессов

в ЗУ, задаваемое линией задержки переменной длины (ЛЗ<sub>1</sub>) и зависящее от длительности фронта детекторного импульса. Импульс с Ф<sub>1</sub> параллельно подается на сборку ИЛИ<sub>2</sub> и задает начало блокировки ЛВ.

Дальнейшая работа ВУ определяется фронтом импульса, поступающего из ЗУ после формирования дифференциальными усилителями ДУ<sub>1</sub>, ДУ<sub>2</sub> и триггером Шмитта Тр.Ш. С выхода ДУ<sub>1</sub> сформированный импульс поступает на вход схемы совпадения И<sub>1</sub>, на другой вход которой подается импульс блокировки линейного разряда с Тр. Так что начало работы генератора серии ГС, запускаемого импульсом с выхода ДУ<sub>2</sub>, жестко связано с началом линейного разряда. Импульс с другого выхода ДУ<sub>2</sub> подается через сборку "ИЛИ<sub>1</sub>" на схему вычитания уровня ДНУ, которая задает порог ВУ посредством вычитания части входного сигнала на зарядной емкости С. Этот же импульс, задержанный на 0,5 мксек в ЛЗ<sub>2</sub>, подается на вход Ф<sub>3</sub>, который формирует спад импульса, задающий момент окончания линейного разряда. Через схему совпадения И<sub>3</sub>, используемую для режима быстрого разряда, импульс с выхода Ф<sub>3</sub> запускает ОВ<sub>2</sub>, который взводит схему блокировки СБ, представляющую одновибратор с временем выдержки, равным времени работы памяти (32 мксек). Импульс с выхода ОВ<sub>2</sub> поступает также на схему И<sub>6</sub> и, если эта схема не закрыта сигналами блокировки от системы стабилизации и внешней блокировки, подается для запуска логики памяти.

Спадом импульса с СБ взводится ОВ<sub>3</sub>, включающий быстрый разряд в ЗУ и через формирователь Ф<sub>5</sub> сбрасывающий триггеры адресного счетчика и системы стабилизации. Длительность импульса ДНУ задается сигналами, поступающими на сборки ИЛИ<sub>1</sub>, так что выключение ДНУ происходит в момент окончания импульса с СБ перед быстрым разрядом.

Общая блокировка ВУ осуществляется через ИЛИ<sub>2</sub> импульсами с Ф<sub>1</sub> - блокировка на вершине входного импульса, с ДУ<sub>2</sub> - блокировка на время преобразования, с СБ - блокировка на время работы памяти, с ОВ<sub>3</sub> - блокировка на время быстрого разряда емкости. В тех случаях, когда входной импульс приходит во время быстрого разряда, импульс с выхода С0 пропускается схемой И<sub>5</sub> и взводит ОВ<sub>4</sub>, который продлевает блокировку ЛВ на время длительности импульса.

Если входной импульс не должен анализироваться ВУ, используется режим быстрого разряда.\*) При этом фронтом импульса с ДУ<sub>2</sub> запускается одновибратор ОВ<sub>1</sub> с временем выдержки 5 + 6 мксек.

Выходной импульс, ОВ<sub>1</sub>, так же как импульс с ДУ<sub>2</sub> и импульс внешнего управления, подается на вход И<sub>4</sub>. На выходе И<sub>4</sub> сигнал появится лишь в случае, если выполняется одно из условий:

1. Срабатывает дискриминатор уровня напряжения на емкости (ДНУ) (анализируемый импульс меньше задаваемого порога преобразования, при этом импульс с ДУ<sub>2</sub> короче времени выдержки ОВ<sub>1</sub>).

2. Импульс из цепи внешнего управления совпадает по времени с импульсом ОВ<sub>1</sub>.

В этих случаях дальнейший анализ запрещается импульсом с выхода И<sub>4</sub>, который запускает одновибратор ОВ<sub>3</sub>, устанавливающий разрядное устройство (РУ) в режим быстрого разряда, и блокирующий через И<sub>3</sub> запуск ОВ<sub>2</sub>.

Длительность блокировки ВУ равна времени выдержки ОВ<sub>1</sub> (5 + 6 мксек) и ОВ<sub>3</sub> (2 мксек), а также ОВ<sub>4</sub>, если в пределах длительности импульса ОВ<sub>3</sub> приходит входной импульс (5 + 6 мксек), т.е. общее время блокировки в режиме быстрого разряда равно в среднем 10 мксек.

\*) На временной диаграмме (рис.23), иллюстрирующей работу ВУ, этот режим отмечен пунктиром.

Принципиальная схема аналого-цифрового преобразователя представлена на рис.24. Отрицательный входной импульс поступает через эмиттерный повторитель ЭП ( $T_1$ ) на вход нормально открытых линейных "ворот". В связи с тем, что порог АЦП стабилизируется, серьезных требований к характеристикам ЛВ не предъявлялось. Поэтому ЛВ выполнены по простой схеме, в которой в качестве нелинейного элемента используется диод типа 2Д503А, управляемый транзистором  $T_2$ .

Импульс на зарядное устройство ( $T_4 + T_{I7}$ ) проходит лишь в случае, если ЛВ открыты, т.е. потенциал на входе стабилитрона Д813 равен нулю, а  $T_2$  заперт положительным смещением.

$U_{сз} = I + 2$  в. Блокировка ЛВ осуществляется подачей отрицательного потенциала в базу  $T_2$ .

После ЛВ входной импульс через ЭП ( $T_3$ ) поступает на усилитель ( $T_4$ ), далее через повторители ЭП ( $T_5$ ), ЭП ( $T_6$ ) и диод типа 2Д503А заряжает емкость (1750 пФ) до максимального значения амплитуды импульса.

В качестве повторителя в цепи обратной связи ЗУ использован составной повторитель на кремниевых транзисторах ( $T_7 + T_{II}$ ). В схеме повторителя транзистор  $T_{I0}$  является токозадающим для  $T_7 + T_9$ , транзистор  $T_{II}$  через диод Д810 поддерживает неизменным напряжение между коллектором и базой транзисторов  $T_7, T_8, T_9$ . Входное сопротивление составного повторителя - около 50 мгом при токе базы  $T_7$  - около 1 мка, что вполне удовлетворительно для использования его в качестве согласователя импедансов в цепи обратной связи ЗУ.

Разрядное устройство (РУ) ( $T_{I2} + T_{I4}$ ) нормально работает в режиме линейного разряда, при этом  $T_{I2}$  заперт и ток протекает

в правой ветви схемы ( $T_{13}$ ,  $T_{14}$ ). Ток линейного разряда, задаваемый сопротивлением в эмиттере  $T_{13}$  и соответствующими потенциалами, номинально равен 30 мка. Регулировка этого тока, связанная с автоподстройкой усиления спектрометрического тракта, осуществляется изменением напряжения на базе  $T_{13}$ , которое подается через повторитель ( $T_{17}$ ) с выхода интегратора системы стабилизации усиления. Выключение линейного разряда производится положительным импульсом из "логики" ВУ, который открывает  $T_{12}$  и переключает в него ток разряда.  $T_{13}$  при этом запирается и разряд емкости прекращается.

Включение быстрого разряда осуществляется отпиранием диода в эмиттере  $T_{13}$  при подаче через повторитель  $T_{16}$  отрицательного импульса. Ток быстрого разряда - 8 ма, длительность-2 мксек.

Схема выделения интервала линейного разряда работает следующим образом. В момент выключения ЛВ транзистор  $T_4$  запирается и на его коллекторе возникает отрицательный скачок напряжения, который с выхода повторителя  $T_5$  подается через  $T_{21}$ , ограничивающий диод (Д18) и повторитель  $T_{22}$  на дифференциальный усилитель  $T_{23}$ ,  $T_{24}$ . При этом  $T_{23}$  отпирается, а  $T_{24}$  запирается, на его коллекторе возникает отрицательный скачок напряжения с амплитудой 7в, подаваемый через схему совпадения (диоды Д18) на триггер Шмитта (туннельный диод типа ЗИЗО1Г). Схема совпадений необходима, чтобы жестко привязать начало работы генератора серии, который управляется отрицательным импульсом, формируемым на выходе  $T_{29}$  дифференциального усилителя ( $T_{28}$ ,  $T_{29}$ ), к моменту начала линейного разряда, определяемому спадом импульса с  $T_r$ , подаваемого на второй вход схемы совпадений.



В момент окончания линейного разряда в ЗУ открывается диод 2Д503А, при этом включается цепь обратной связи, потенциал на коллекторе  $T_4$  повышается и процессы формирования интервала линейного разряда, описанные выше, повторяются, так что прямоугольный импульс на коллекторе  $T_{29}$  будет равен по длительности времени линейного разряда конденсатора. Импульс в "логику" ВУ для запуска цепей "логики" и блокировки на время преобразования берется с коллектора  $T_{28}$  через ЭП ( $T_{31}$ ).

Схема вычитания уровня ( $T_{18} + T_{20}$ ,  $T_{34} + T_{36}$ ), задающая порог ВУ посредством вычитания части входного сигнала на запоминающем конденсаторе, представляет собой систему ключей ( $T_{18} + T_{20}$ ), которые подключают делитель на сопротивлениях (переключение величины порога) к опорному напряжению в момент прихода управляющего импульса с выхода ЭП ( $T_{35}$ ). Средняя точка делителя через ЭП ( $T_{34}$ ) и сопротивление 82 ом подсоединена к запоминающему конденсатору. Уровень вычитания изменяется от 0 до 2в (т.е. до 20% диапазона ВУ). Схема вычитания уровня используется также для автоподстройки порога ВУ, при этом управление величиной порога задается посредством изменения опорного напряжения через ЭП ( $T_{36}$ ), вход которого подключен к выходу интегратора системы стабилизации порога. Выбор точки стабилизации порога и усиления контролируется стрелочным прибором.

Генератор серии ( $T_{38} + T_{41}$ ) выполнен на основе генератора синусоидальных колебаний с трансформаторной обратной связью ( $T_{38}$ ). Запуск схемы осуществляется отрицательным прямоугольным импульсом с коллектора  $T_{29}$  через ЭП ( $T_{30}$ ,  $T_{37}$ ). Цуг импульсов формируется из отрицательной полуволны синусоиды мультивибратором ( $T_{40}$ ,  $T_{41}$ ),

работающим в режиме деления частоты 1 : 1. Частота импульсов - 12 МГц, амплитуда - 6в.

Технические характеристики ВУ:

- а) число каналов - 4096;
- б) мертвое время -  $(10 + 0,08N)$  мксек, где  $N$  - число каналов;
- в) стабильность положения каналов - 0,025%;
- г) интегральная линейность - 0,1%;
- д) дифференциальная линейность -  $\pm 1\%$ ;
- е) диапазон - 0,1 + 8 в;
- ж) полярность входных импульсов - отрицательная.

Спектр изотопа  $Ga^{66}$  от полупроводникового  $Ge(Li)$  детектора, измеренный на амплитудном анализаторе с ВУ - 4096, приведен на рис.30.

## 2. Описание входного устройства амплитудного анализатора на 1024 канала

Функциональная схема ВУ приведена на рис.25. Данная схема является модификацией ВУ - 4096 и имеет некоторые особенности в построении функциональной и принципиальной схем, которые будут отмечены ниже. Входное устройство выполнено по схеме с нормально закрытыми линейными "воротами". На входе имеется фазоинвертор (ФИ), что позволяет работать со спектрометрическими импульсами любой полярности. Задержанный входной импульс поступает на ЛВ, которые открываются импульсом от одновибратора (ОВ<sub>1</sub>) лишь в случае, если детекторный импульс удовлетворяет всем условиям отбора (ДНУ, ДВУ), закончен анализ предшествующего импульса и, если нет запрета по входу, "внешнее управление". С выхода ЛВ импульс поступает в зарядное устройство, охваченное обратной связью.

В момент спада входного импульса заряжающий диод запирается и начинается линейный разряд емкости. Импульс напряжения, соответствующий длительности закрытого состояния диода (длительности линейного разряда), формируется дифференциальным усилителем (ДУ) и подается на генератор кодовых импульсов (ГКИ), с выхода которого цуг импульсов поступает на адресный счетчик. Одновременно с началом линейного разряда блокируется вход линейных "ворот". Процесс преобразования детекторных импульсов иллюстрируется временной диаграммой (рис.25,б).

На рис.26 приведена принципиальная схема аналого-цифрового преобразователя ВУ-1024. В данной схеме ЛВ состоит из двух последовательных ключей ( $D_5, T_4$  и  $D_6, T_5$ ). Такое включение позволяет существенно снизить амплитуду помехи на выходе ЛВ при закрытых воротах, кроме того, в данной схеме можно вдвое уменьшить токи через диоды  $D_5, D_6$ , что важно для повышения температурной стабильности "пьедестала" ЛВ и уменьшения времени переходных процессов при прохождении импульсов через линейные "ворота". На выходе ЛВ осуществляется импульсное вычитание "пьедестала" (цепь  $R_1, R_2$ ). Для повышения линейности преобразования в ЗУ во время линейного разряда емкости напряжение на заряжающем диоде ( $D_{T8}$ ), а также напряжения  $U_{кэ}$  и  $U_{кб}$  токостабилизирующего транзистора  $T_{12}$  поддерживаются постоянными с большой точностью, что существенно уменьшает величины  $\varepsilon_3, \varepsilon_4, \varepsilon_5, \varepsilon_6$ .

Технические характеристики ВУ:

- а) число каналов - 1024;
- б) мертвое время -  $(16 + 0,4 N)$ ;
- в) стабильность порога - 0,1 кан/градус С;
- г) стабильность коэффициента преобразования - 0,3 кан/градус С;

- д) интегральная линейность - лучше 0,1%;
- е) дифференциальная линейность -  $\pm 1\%$ ;
- ж) диапазон входных амплитуд - 0,2 + 9 в;
- з) полярность входных импульсов - любая.

### 3. Входное устройство на 256 каналов со "скользящей" шкалой

ВУ-256 было построено в соответствии с блок-схемой, приведенной на рис.19. Основными прецизионными элементами в данном устройстве являются; удлинитель (зарядное устройство), схема сравнения и токовые ключи. Поскольку в литературе практически нет описания принципиальных схем этих устройств, ниже приводится описание некоторых схем, разработанных авторами для ВУ-256 /38/.

Схема сравнения (СС) (рис.27) представляет собой широкополосный двухкаскадный параллельно-балансный усилитель постоянного тока ( $T_1 + T_7$ ) с коэффициентом усиления  $\approx 400$  и порогом срабатывания  $\approx 5$  мв. После формирования  $K^u$  "ступеньки" тока на вход схемы сравнения поступает сигнал  $I_c = \frac{U_{ex}}{R} - \sum_{i=1}^n I_{cr_i} \cdot n_i$  ( $n_i = \pm 1$ ,  $n_i = 0$ ), где  $I_{cr_i}$  - амплитуда  $i$ -й ступеньки. Два диода на входе СС выполняют функции ограничителя. Для идентичности входных сопротивлений обоих плеч усилителя нулевой уровень и входной сигнал подаются через эмиттерные повторители ( $T_1, T_4$ ). Полярность выходного импульса СС ( $U_{вых}$ ) зависит от полярности  $I_c$ . Если  $U_c > 0$ , то импульс от внешнего формирователя ( $\Phi$ ), задержанный до момента включения  $K^{zo}$  ключа и дополнительно сформированный цепочкой ЭП ( $T_7$ ) - туннельный диод Р2Д, не проходит на сброс  $K^{-zo}$  триггера. Следовательно,  $K^u$  ключ остается включенным. При  $U_c < 0$  опрашивающий импульс проходит через клапан ( $T_8$ ) и после  $T_9, T_{10}$  выключает  $K^u$  ключ.

## Л и т е р а т у р а

1. F.Goulding, Goulding. Nucl.Instr.Meth., 43, N 1, 1 (1966).
2. E.Cooke-Yarborough. Instr.Tech. in Nucl.Pulse Analysis, Washington, 1964, p. 169.
3. А.Н.Утяжников. Предварительная обработка информации с детекторов излучения. Диссертация, Дубна, 1965.
4. V.Coursky and H.Guillon. Nuclear Electronics, Paris, 1963, p. 313.
5. P.Wilkinson. Proc. Cambridge Phil.Soc. 46, 508 (1950).
6. P.Manfredi and A.Rimini. Instr. Techn. in Nucl.Pulse Analysis, Washington, 1964, p. 186.
7. K.Kandiah. Nuclear Electronics, II, IAEA, Vienna, 1962, p. 11.
8. В.И.Приходько, В.Г.Тимин. Препринт ОИЯИ, 2394, Дубна, 1965.
9. З.В.Маргачев. Вопросы радиоэлектроники, серия У1, вып. 2 стр. 57. 1967.
10. Л.С.Горн, Б.И.Хазанов. В сб. "Многоканальные измерительные системы в ядерной физике". Атомиздат, 1963.
11. В.И.Приходько. Входное устройство амплитудного анализатора на 4096 каналов. Дипломная работа, ОИЯИ, 1965.
12. K.Kandiah. Instr. Techn. in Nucl. Pulse Analysis, Washington, 1964, p. 177.

13. В.И.Приходько, В.Г.Тишин. Препринт ОИЯИ, 2492, Дубна, 1965.
14. R.Chase. IRE Trans. on Nucl. Sci. NS-9, 1, p. 4 (1962).
15. T.Alexander and L.Robinson. Nuclear Electronics, II, IAEA, Vienna, 1962, p. 173.
16. G.Riva et al. Proc. of IRE III, N 3, 481 (1964).
17. M.Strauss. Rev.Sci. Instr., 34, N 4, 335 (1963).
18. T.Flowerday and D.Mckibin. Proc. of IRE, 49, N 8, 1409 (1961).
19. Генерирование электрических колебаний специальной формы.  
М., "Советское радио", 1951.
20. Л.А.Маталин и др. ИТЭ, 3, 84, 1960.
21. В.И.Приходько, В.Г.Тишин. Препринт ОИЯИ, 2641, Дубна, 1966.
22. J.Lindsay. Instr. Techn. in Nucl. Pulse Analysis, Washington, 1964,  
P. 184.
23. R.Carlson, G.Comiskey and R.Karlin. Instr. Techn. in Nucl. Pulse  
Analysis, Washington, 1964, p. 229.
24. А.Н.Утюжников, Л.А.Маталин. Материалы I симпозиума по ядерной  
радиоэлектронике. Препринт ОИЯИ, 1677, стр. 5, 1964.
25. А.Н.Волков, И.В.Штрахн. Труды 5-ой научно-технической конферен-  
ции по ядерной радиоэлектронике, т. II, ч. I, стр. 10. Атом-  
издат, М, 1963.
26. C.Gottini, E.Gatti and V.Svelto. Nucl.Instr.Meth., 24, 241 (1963).

27. E.Gatti and F.Piva. Nuovo Cimento, 10, 984 (1953).
28. K.Franz and J.Schulz. Instr. Techn. in Nucl. Pulse Analysis, Washington, 1964, p.172.
29. C.Gottini and E.Gatti. Proc. Int. Symp. on Nucl. Electr., Paris, Nov. 1963, p. 309.
30. E.Gatti. Aut. Acquis. and Reduction of Nucl. Data, Karlsruhe, 1964, p. 259.
31. М.К.Фримчик, А.Ф.Чернявский, С.С.Шушкевич. ПТЭ, №6 (1966).
32. В.И.Приходько, В.Г.Тишин. Препринт ОИЯИ, 2707, Дубна, 1966.
33. J. Ladd and J. Kennedy. CREL-1063 (1961).
34. R.Dudley and R.Scarpatetti. Nucl. Instr. Meth., 25, N 2, 227 (1964).
35. J.Ladd and J.Kennedy. Instr. Techn. in Nucl. Pulse Analysis, Washington, 1964, p. 150.
36. Г.И.Забиякин и др. Препринт ОИЯИ, 2851, Дубна, 1966.
37. H. de Waard. Nucleonics, July, 1955, p. 36.
38. В.Н.Зариков. Аналого-цифровой преобразователь на 256 каналов с применением принципа "скользящей" шкалы. Дипломная работа, ОИЯИ, 1965.

39. H.H.Guillon. Nucl. Instr., Meth., 43, N 1 150 (1966).
40. В.Г.Тимин. Препринт ОИИ, 2143, Дубна, 1965.
41. Л.Н.Маталин и др. Многоканальные анализаторы ядерной физики. Атомиздат, М., 1964.
42. G.Fabri, E.Gatti and V.Svelto. Instr. Techn. in Nucl. Pulse Analysis, Washington, 1964, p. 48.



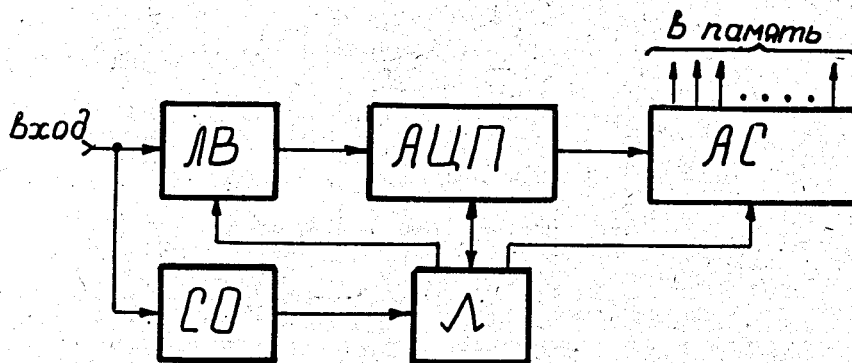


Рис. I Блок-схема входного устройства.  
 ЛВ - линейные "ворота"; СО - схемы отбора; АЦП - аналого-цифровой преобразователь; Л - "логика"; АС - адресный счетчик.

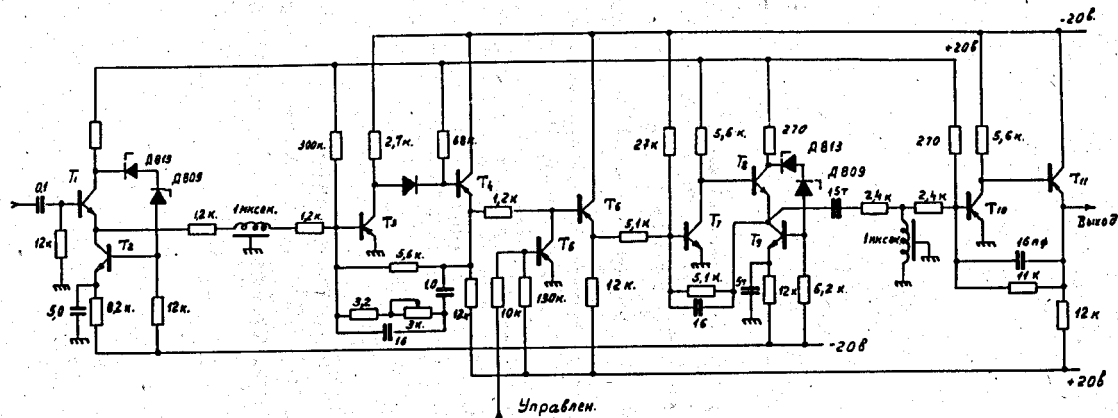


Рис.2 Линейные "ворота" с дополнительным формированием выходного сигнала на короткозамкнутой линии задержки.

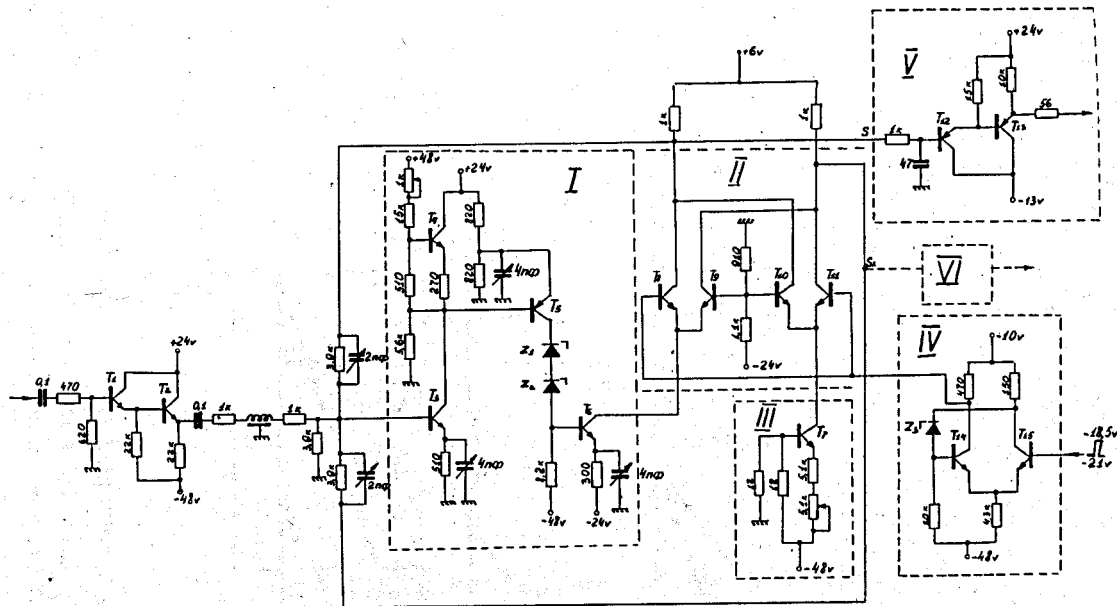


Рис.3 Линейные "ворота" с биполярным симметричным ключом.  
 I - усилитель тока; II - биполярный симметричный ключ;  
 III - генератор постоянного тока; IV - схема управления;  
 V, VI - выходные каскады.

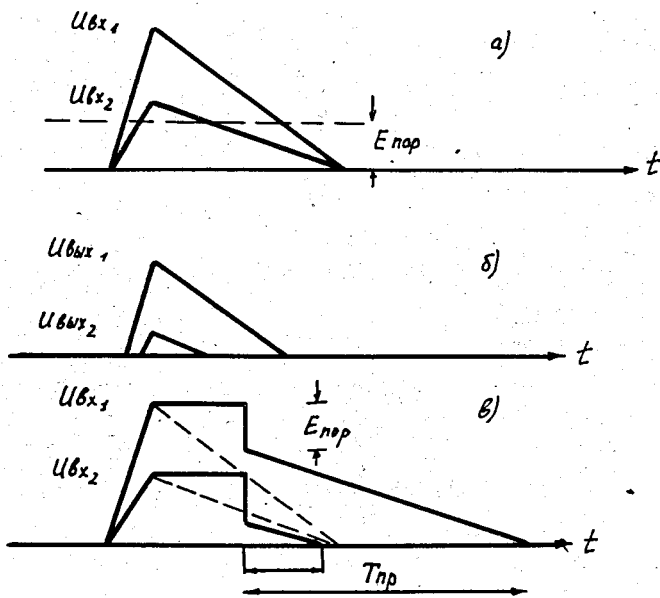


Рис.4. Два способа дискриминации нижнего уровня:  
 а) входные импульсы; б) импульсы на выходе порогового ДНУ;  
 в) вычитание порогового напряжения с запоминающего конденсатора.

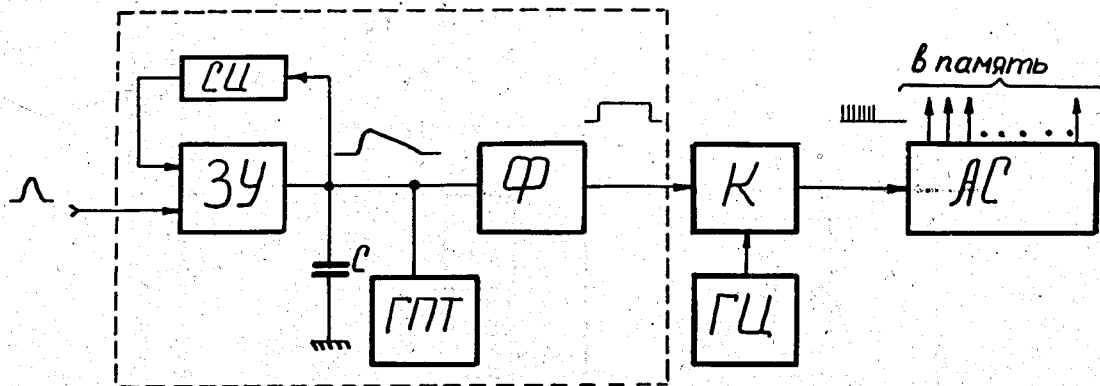
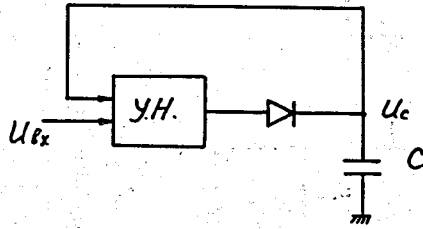
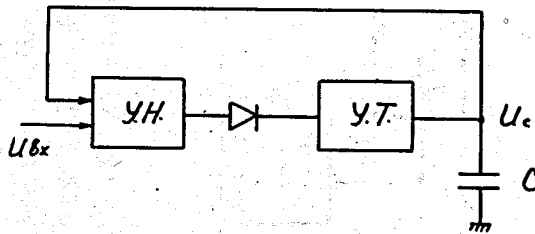


Рис.5 Блок-схема аналого-цифрового преобразователя.  
 ЗУ - зарядное устройство; СИ - согласователь импедансов;  
 С - запоминающий конденсатор; ГПТ - генератор постоянного  
 тока; Ф - схема выделения интервала разряда; К - клапан;  
 ГЦ - генератор цуга; АС - адресный счетчик.

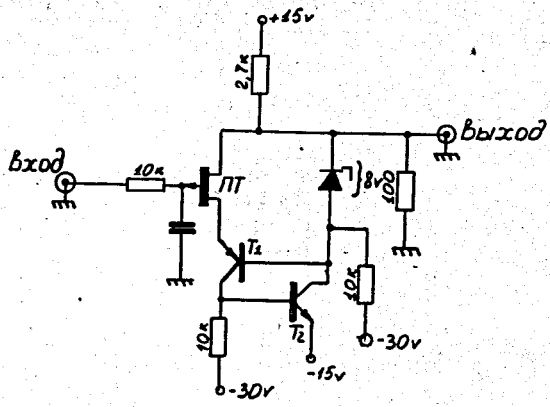


а).

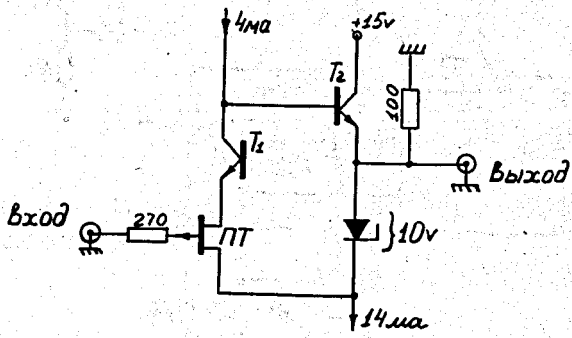


б).

Рис.6 Различные схемы зарядных устройств с обратной связью.  
УН - усилитель напряжения; УТ - усилитель тока.



а)



б)

Рис.7 Схемы повторителей на полевых транзисторах: а) для отрицательных импульсов; б) для положительных импульсов.

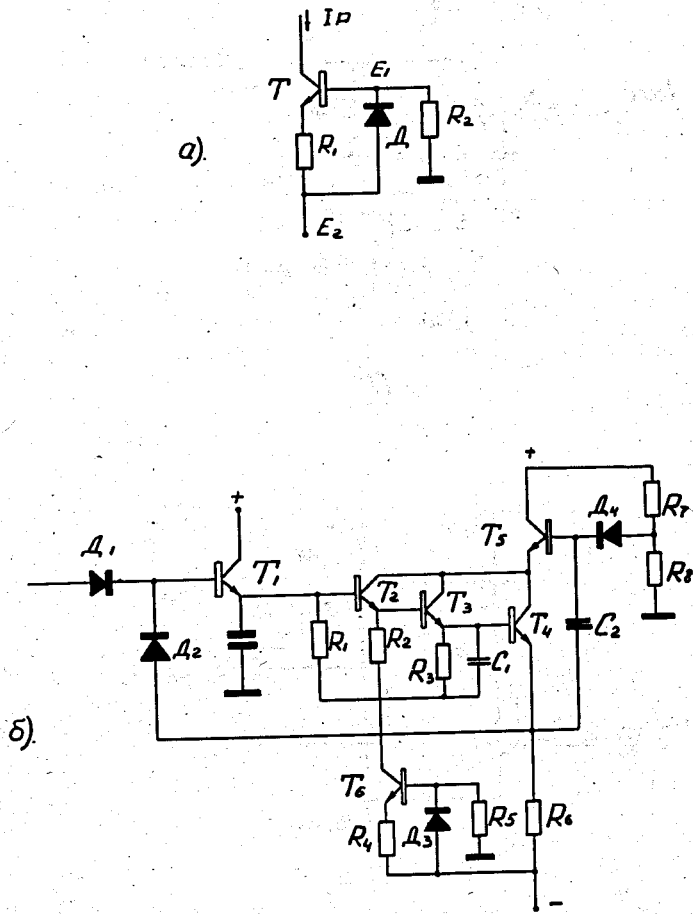


Рис.8 а) Генератор постоянного тока.  
 б) Генератор постоянного тока и эмиттерный повторитель с каскадным включением транзисторов.



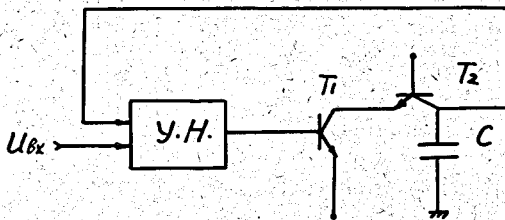


Рис.9 Зарядное устройство с уменьшенным значением эквивалентной проходной емкости.

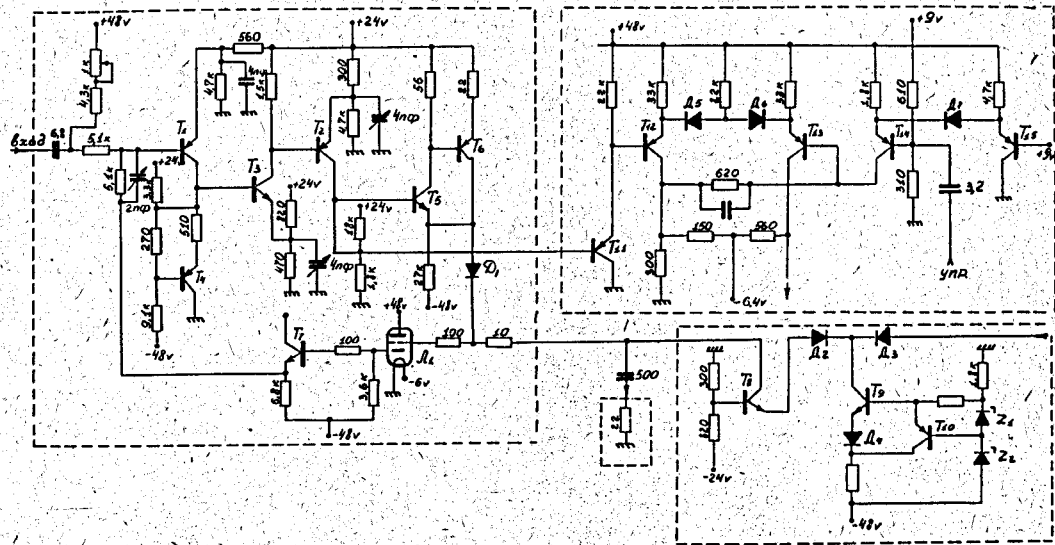


Рис.10 Амплитудно-временной преобразователь 1024-канального амплитудного анализатора.

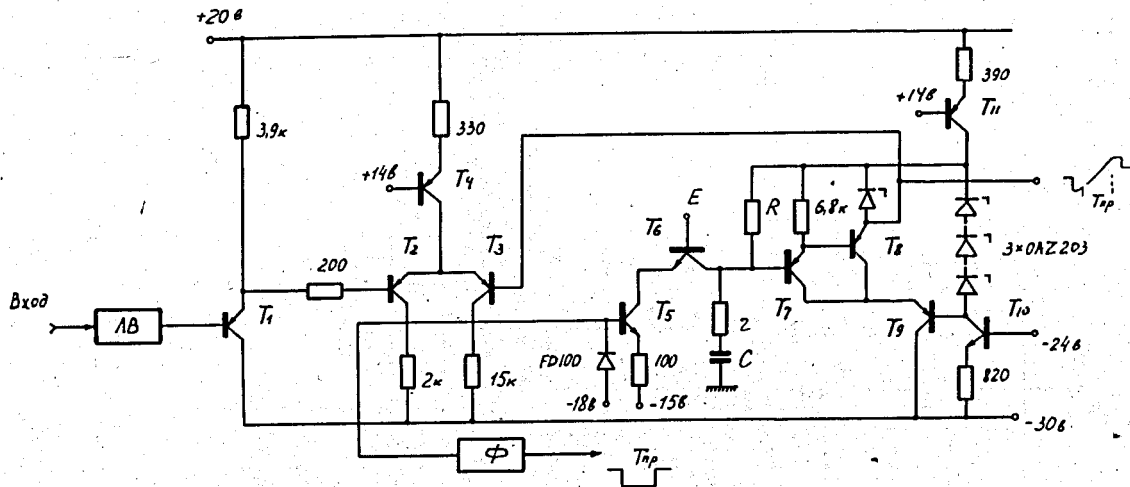


Рис. II Амплитудно-временной преобразователь.

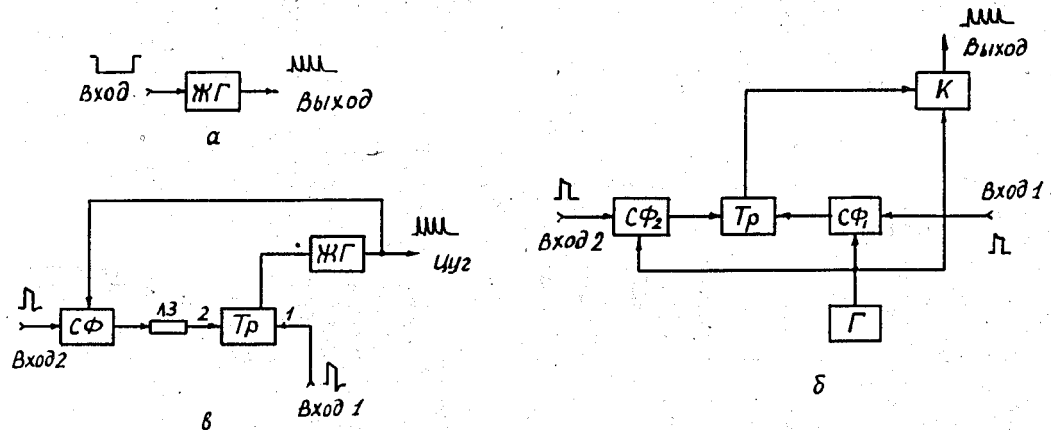


Рис.12. Блок-схемы генераторов цуга импульсов:  
 а) ждущий генератор; б) непрерывный генератор с фазировкой начала и конца серии; в) ждущий генератор с фазировкой конца серии.

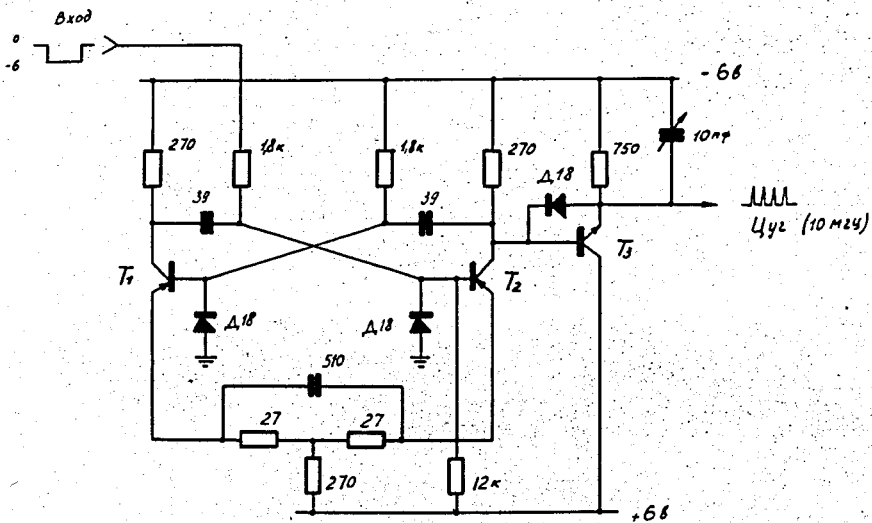


Рис.13 Ждущий мультивибратор.

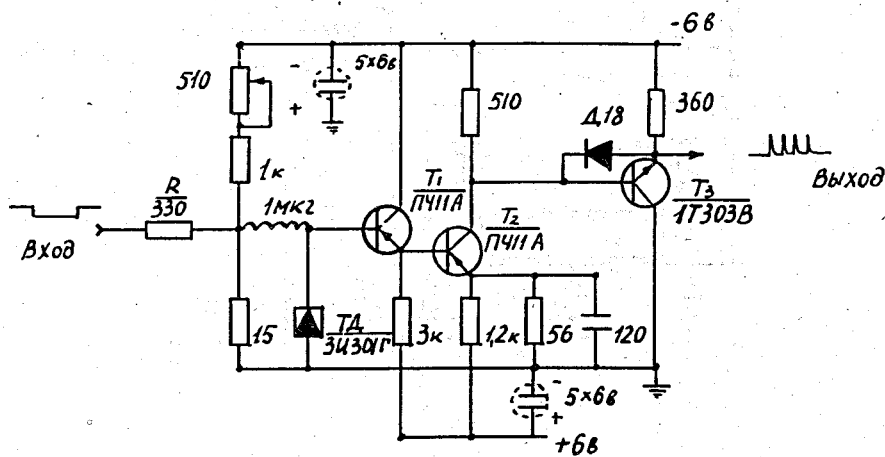


Рис.14 Генератор цуга на туннельном диоде.

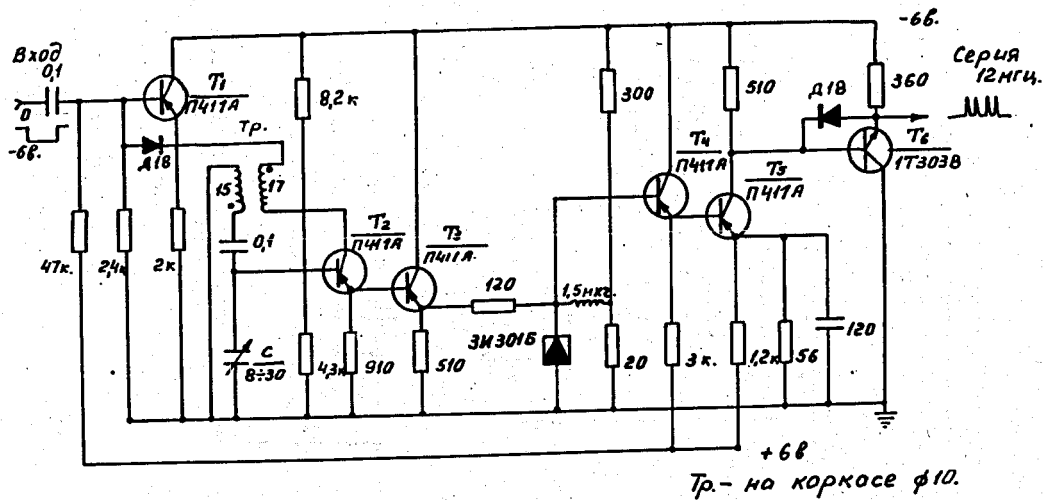


Рис.15 Ждущий генератор с трансформаторной обратной связью.

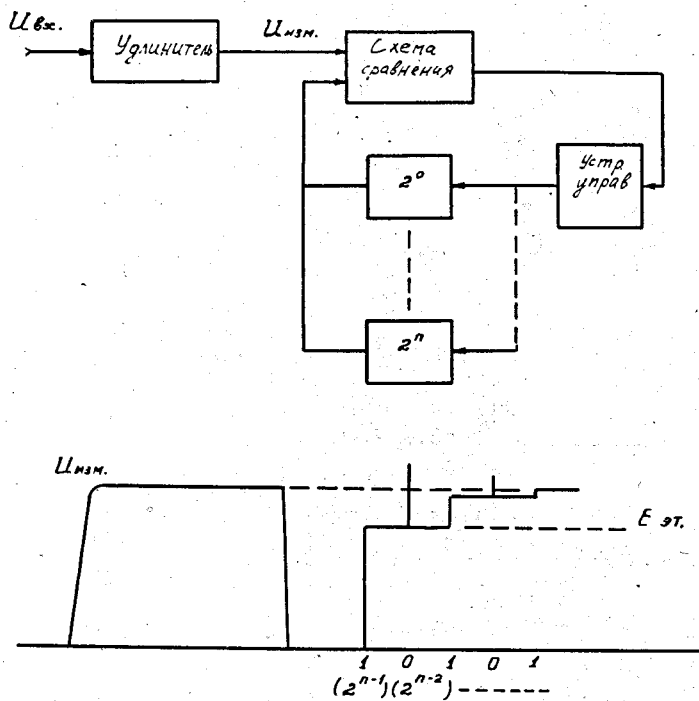


Рис.16 Блок-схема аналого-цифрового преобразователя с двоичным поразрядным "взвешиванием".



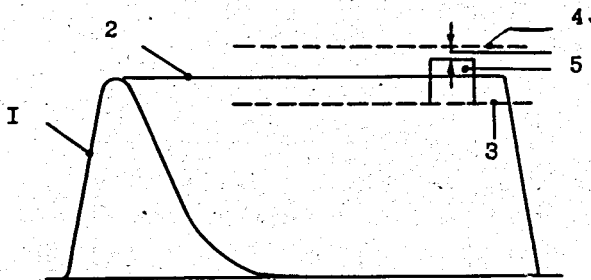


Рис.17 Иллюстрация принципа уменьшения дифференциальной нелинейности с помощью дополнительной "ступеньки".

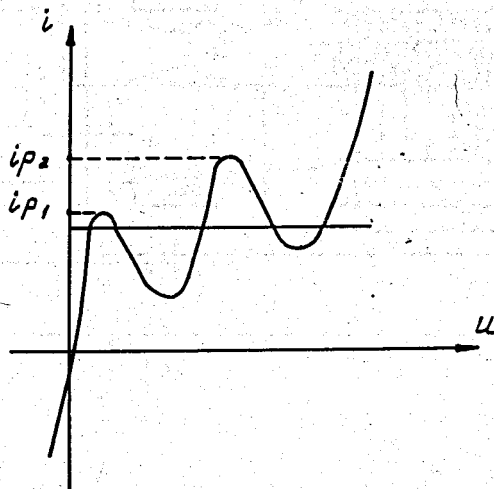


Рис.18 Вольт-амперная характеристика двух последовательно включенных туннельных диодов, используемых в двухпороговом дискриминаторе.

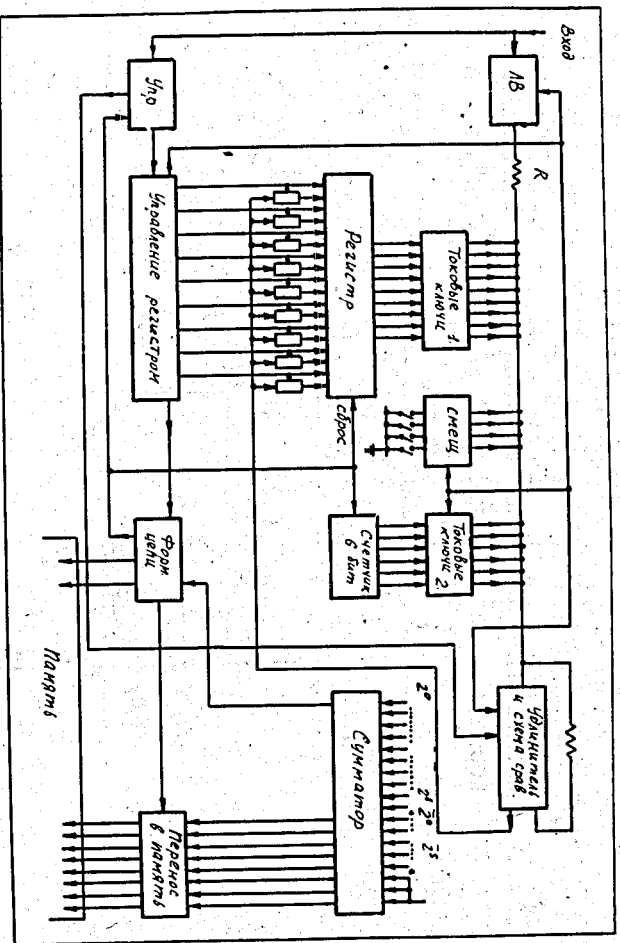


Рис. 19 Блок-схема АЦП со "скользящей" шириной.

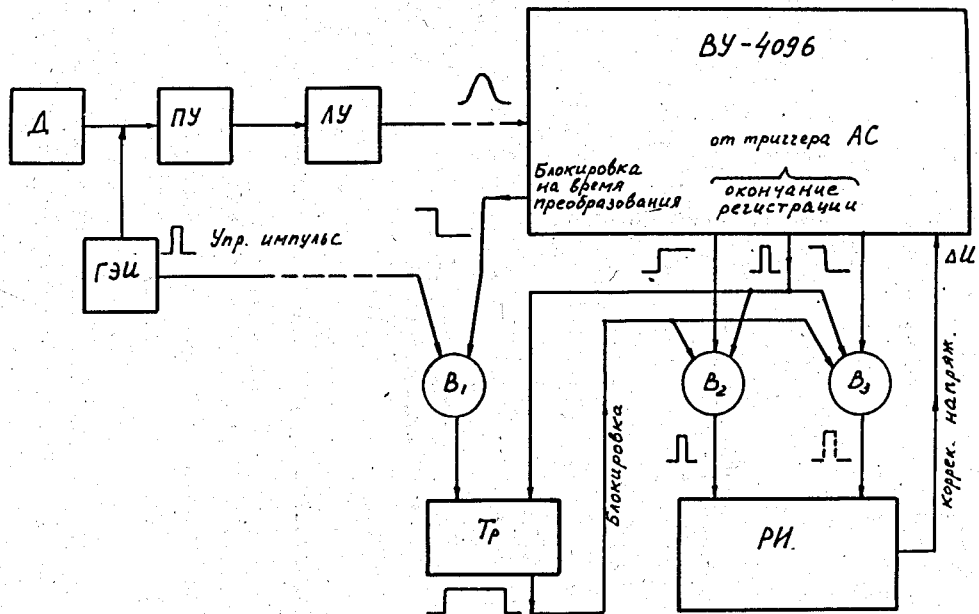


Рис.20 Блок-схема спектрометра с системой стабилизации, использующей разностный интенсиметр.

Д - полупроводниковый детектор; ПУ - предусилитель; ЛУ - линейный усилитель; ГЭИ - генератор эталонных импульсов; В - вентили; Тр - триггер блокировки; РИ - разностный интенсиметр; ВУ-4096 - входное устройство на 4096 каналов.

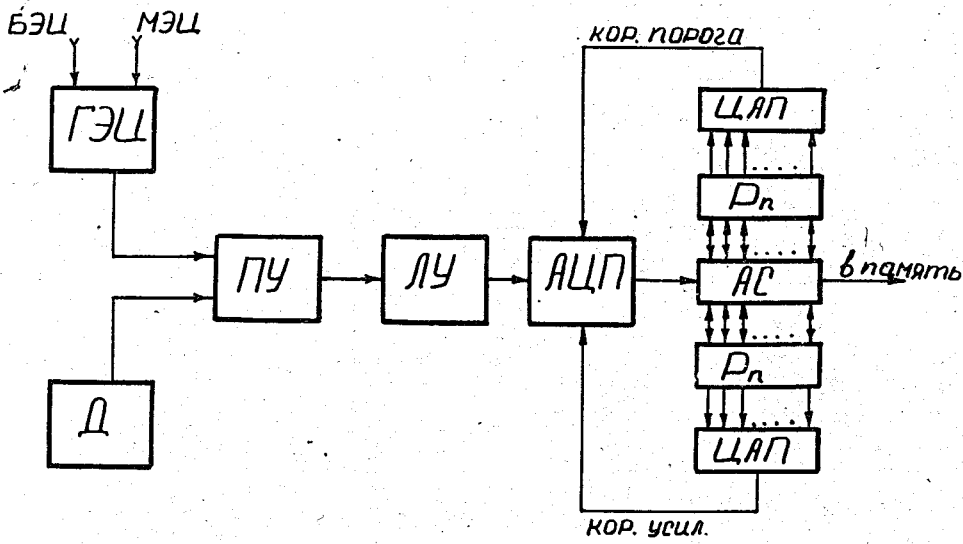


Рис.2I Блок-схема спектрометра с системой стабилизации второго типа.

Д - полупроводниковый детектор; ГЭИ - генератор эталонных импульсов; ПУ - предусилитель; ЛУ - линейный усилитель; АЦП - аналого-цифровой преобразователь; АС - адресный счетчик;  $P_n$  и  $P_u$  - регистры стабилизации порога и усиления; ЦАП - цифро-аналоговый преобразователь.

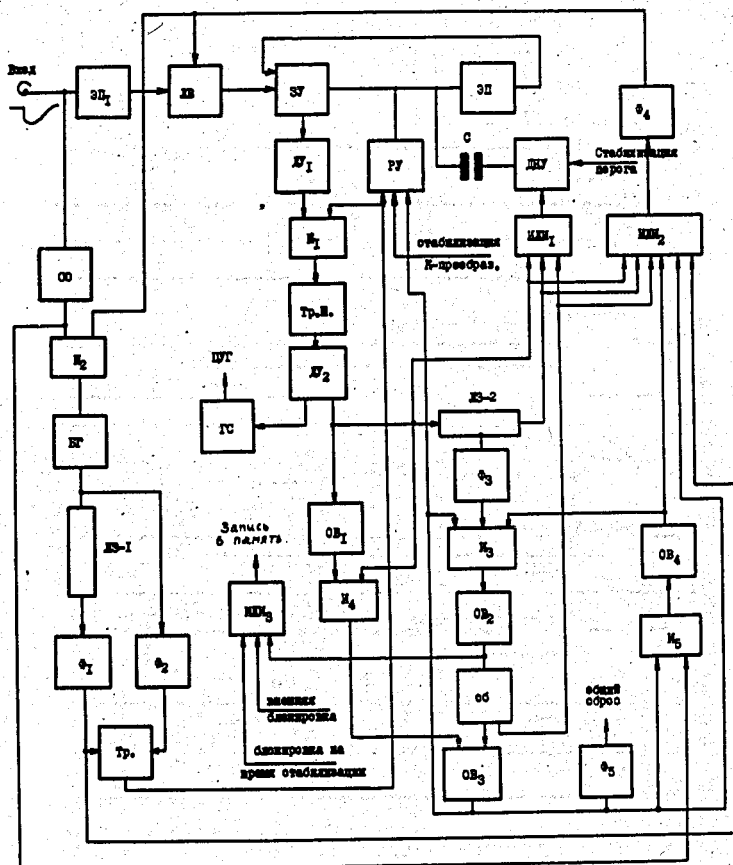


Рис.22 Функциональная схема входного устройства на 4096 каналов.

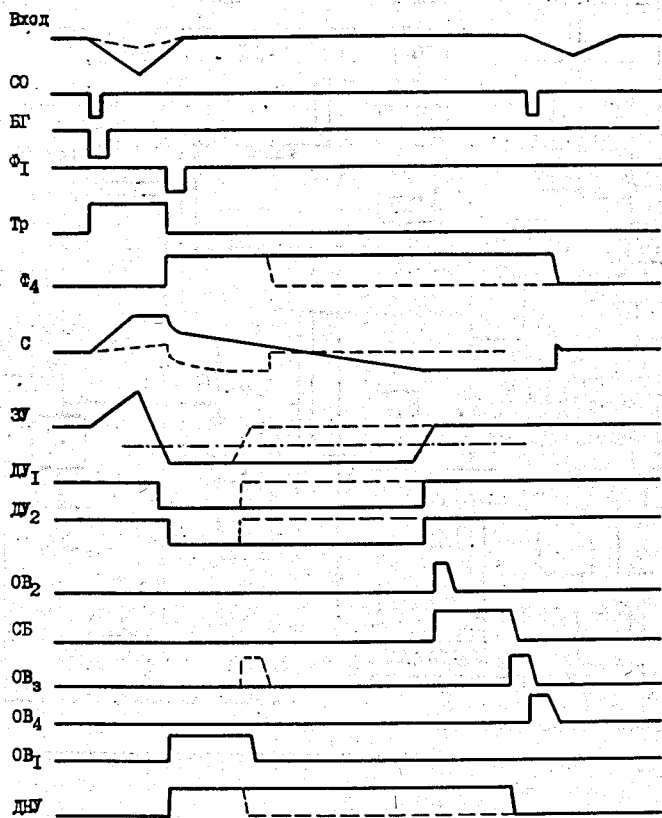


Рис.23 Временная диаграмма ВУ-4096.

17

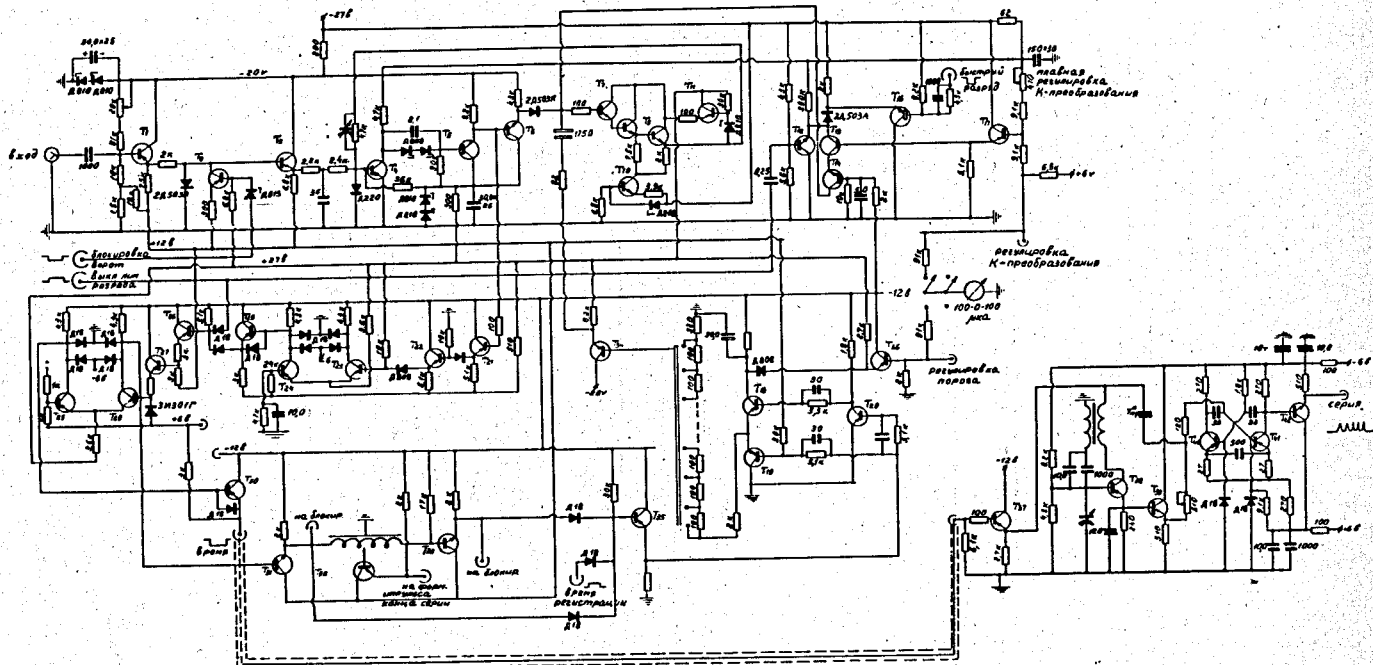


Рис.24 Принципиальная схема аналого-цифрового преобразователя на 4096 каналов.

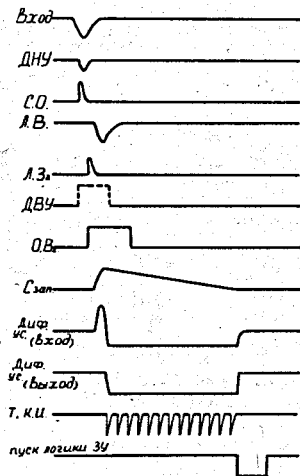
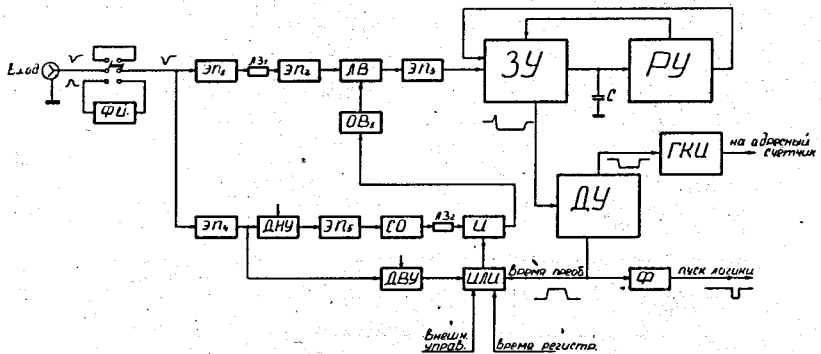


Рис.25 а) Функциональная схема ВУ-1024.  
 б) Временная диаграмма.



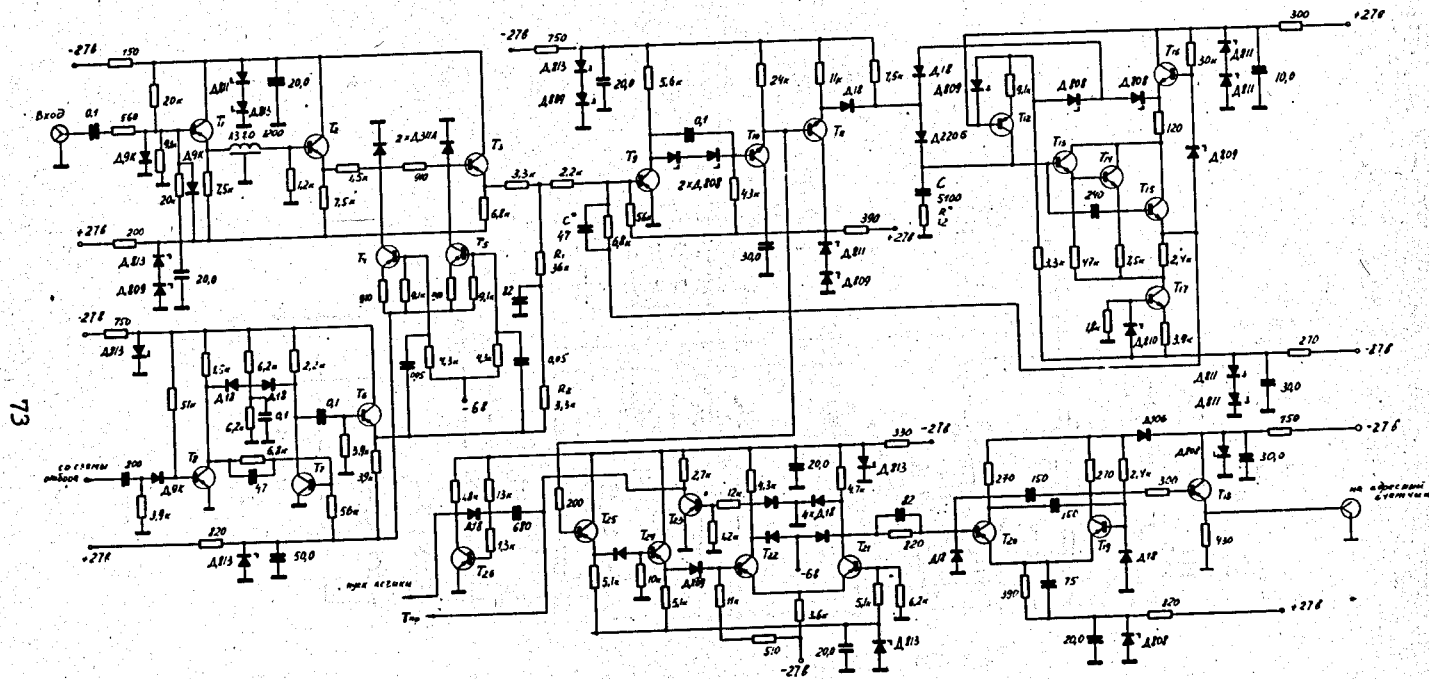


Рис.26 Принципиальная схема аналого-цифрового преобразователя на IO24 канала.

714

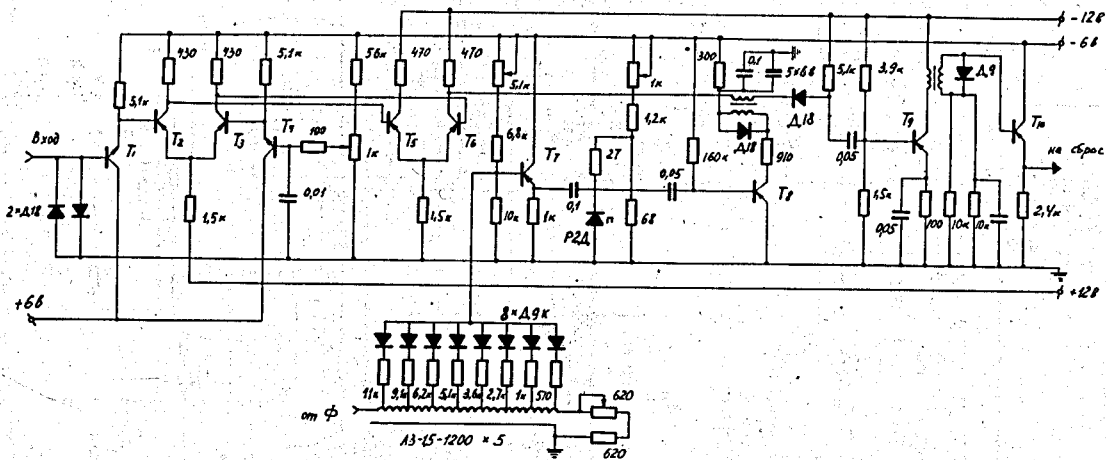


Рис.27 Схема сравнения.

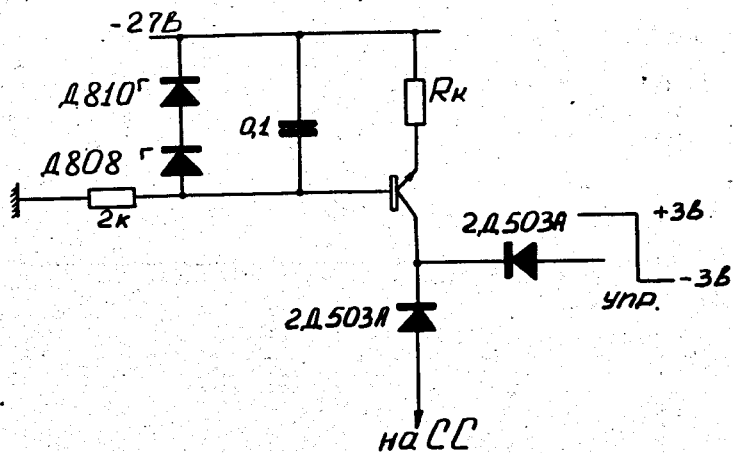


Рис.28 Токовый ключ.

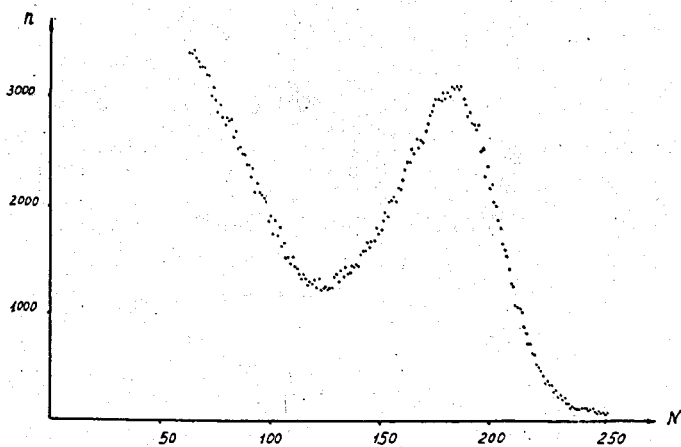
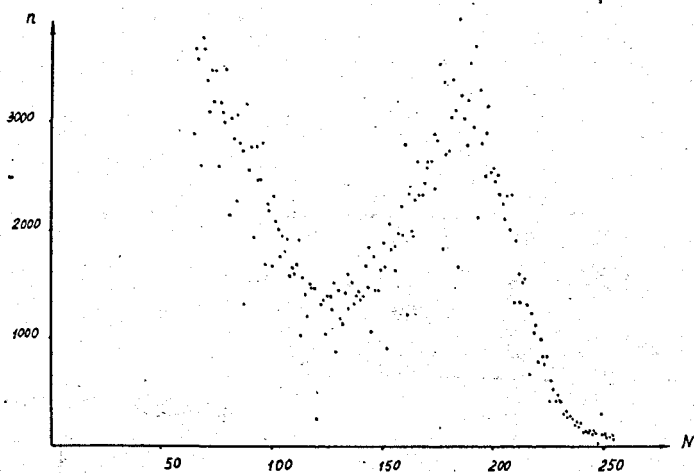


Рис.29 Спектр изотопа  $Cs^{137}$   
 а) без усреднения ширины каналов;  
 б) с усреднением по 64 каналам.

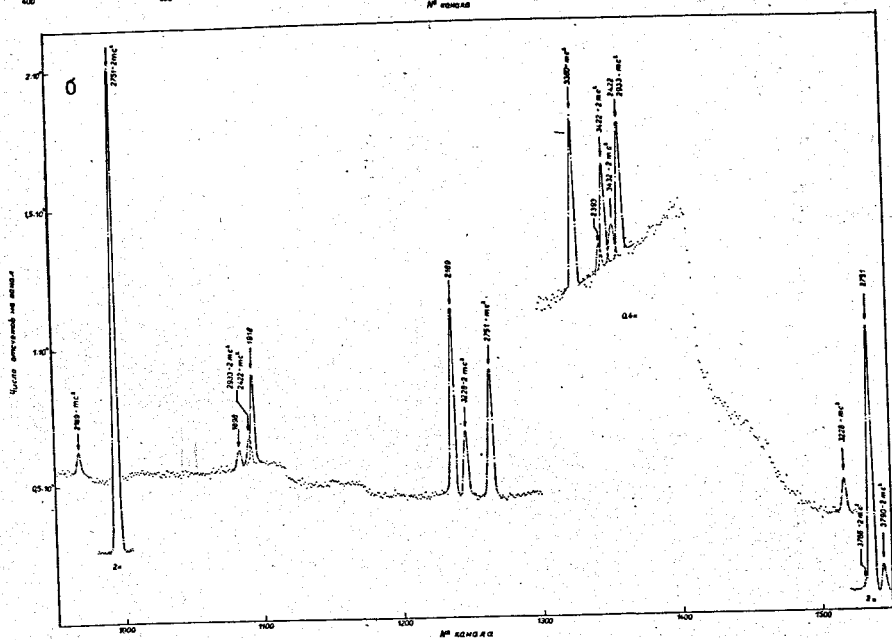
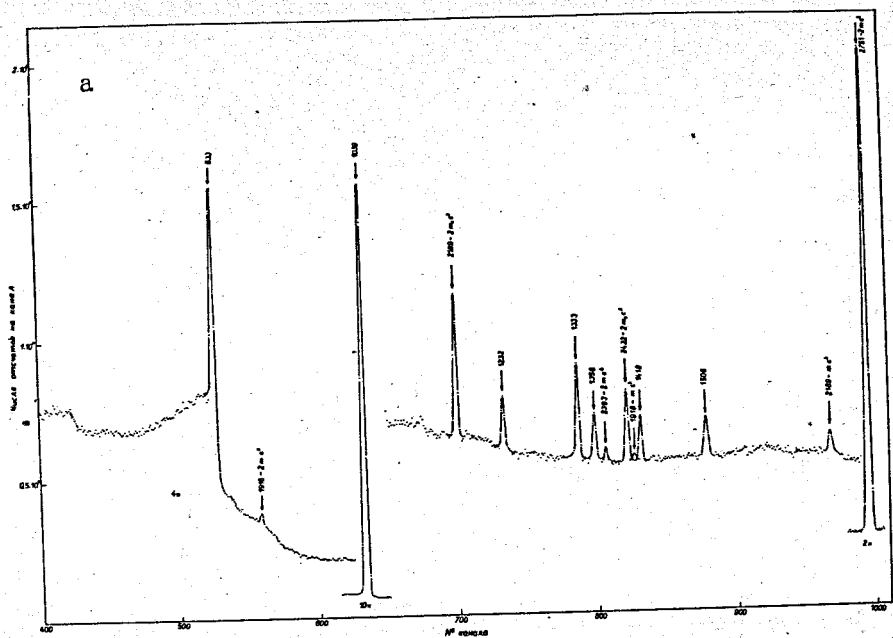


Рис. 30 а, б. Спектр изотопа  $Ga^{66}$ , измеренный на амплитудном анализаторе с ВУ-4096.

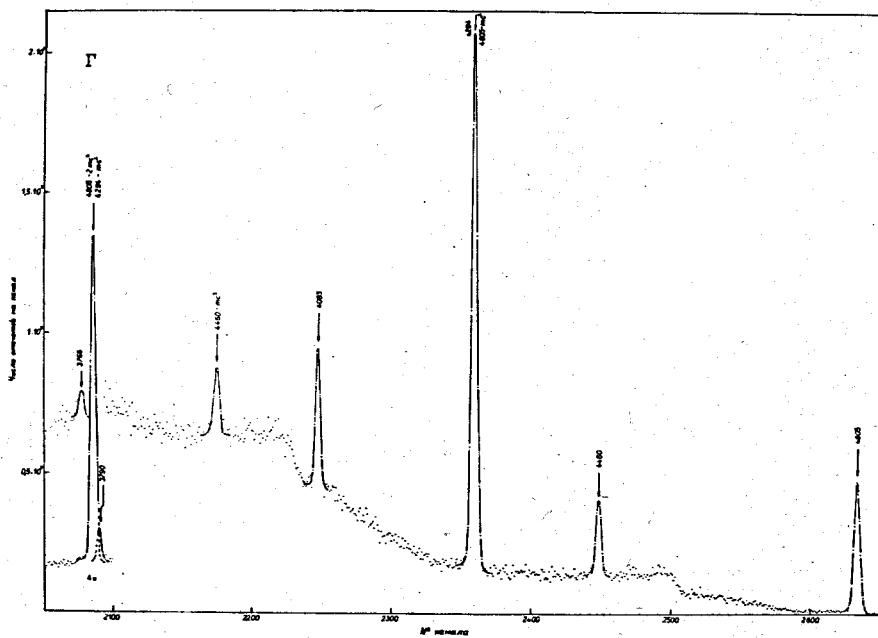
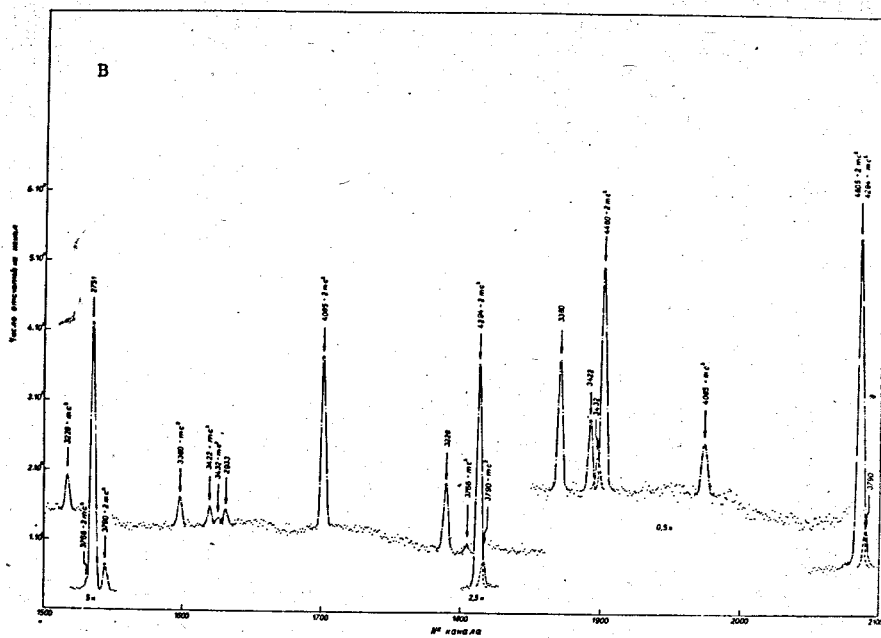


Рис. 30 в, г. Спектр изотопа  $Ga^{66}$ , измеренный на амплитудном анализаторе с ВУ-4096.