



ОБЪЕДИНЕННЫЙ ИНСТИТУТ ЯДЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ
ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ РЕАКЦИЙ

А.Ф. Линеv

803

СХЕМЫ "ПРЕОБРАЗОВАНИЯ"
НАНОСЕКУНДНЫХ ИНТЕРВАЛОВ
ВРЕМЕНИ

(Обзор)

А.Ф. Лиев

СХЕМЫ "ПРЕОБРАЗОВАНИЯ"
НАНОСЕКУНДНЫХ ИНТЕРВАЛОВ
ВРЕМЕНИ

(Обзор)

Объединенный институт
ядерных исследований
БИБЛИОТЕКА

1238/1 4р.

А н н о т а ц и я

В настоящем обзоре делается попытка обобщения материалов по методам преобразования времени применяемым для построения временных анализаторов наносекундного диапазона. Обзор подготовлен по материалам отечественной и зарубежной периодической печати, профиль которой близок к экспериментальной ядерной физике.

В в е д е н и е

Достижения электроники за последние годы позволили расширить диапазон измерения времени в область очень коротких интервалов. Современные ламповые схемы позволяют изучать наносекундные интервалы времени с высокой степенью точности. Все большее применение для этих целей находят полупроводниковые приборы, возможности которых в настоящее время еще далеко не исчерпаны.

Все современные методы анализа наносекундных интервалов времени могут быть классифицированы на две большие группы:

- 1) прямые методы,
- 2) методы "преобразования" времени.

Прямые методы анализа (хронотрон, схемы задержанных совпадений, осциллографический метод), как правило, применяются для построения одноканальных систем. Существенным недостатком таких анализаторов является большое время затрачиваемое на проведение измерений, что неизбежно приводит к увеличению статистических погрешностей.

Рассмотрению прямых методов анализа коротких интервалов времени посвящено большое количество работ /1-9/, поэтому в настоящем обзоре они рассматриваться не будут.

Многоканальные системы анализа временных интервалов свободны от указанных недостатков. Для построения таких систем обычно используются различные "преобразователи" времени, которые могут быть также классифицированы на две группы:

- 1) время - амплитудные преобразователи (конвертеры),
- 2) фазовые методы преобразования масштаба времени.

В схемах время-амплитудных конвертеров исследуемый временной интервал линейно преобразуется в амплитуду импульса с последующим анализом серийным многоканальным амплитудным анализатором. Этот метод получил в настоящее время чрезвычайно широкое применение в силу своей простоты и возможности использования готового анализатора.

В основу фазовых методов преобразования положено измерение методом

нулевых биежий фазового запаздывания начала одного колебательного процесса относительно другого, при условии, что колебания имеют весьма близкие периоды. В этом методе исследуемый временной интервал преобразуется непосредственно в цифровой код, что особенно удобно при использовании запоминающих устройств с цифровым вводом информации.

Схемы преобразования времени, применяемые для измерения и анализа наносекундных интервалов времени, обладают рядом особенностей, освоение которых необходимо экспериментатору, занятому исследованиями в области физики ядра, электрического разряда в газах, оптическими и многими другими исследованиями. К сожалению, практические сведения по этому интересному разделу наносекундной импульсной техники разрознены и их можно почерпнуть, в основном, из периодической литературы.

Настоящий обзор является попыткой восполнить этот пробел. Обзор подготовлен по материалам современной отечественной и зарубежной периодической литературы, профиль которой близок к экспериментальной ядерной физике.

§ 1. Время-амплитудный преобразователь (конвертер)

Этот метод преобразования нашел широкое применение с появлением многоканальных амплитудных анализаторов.

Исследуемый интервал времени Δt преобразуется в импульс с постоянной амплитудой и длительностью $\tau = \Delta t$. Этот импульс подается на интегрирующее устройство.

В случае емкостного интегратора имеем:

$$C \frac{du}{dt} = i$$

При выборе достаточно большой постоянной времени интегрирования можно считать $i = \text{Const}$, тогда:

$$\frac{\Delta u}{\Delta t} = \text{Const.},$$

т.е. исследуемый интервал времени Δt пропорционален разности потенциалов Δu на интегрирующем конденсаторе.

Преобразованное в амплитуды импульса временное распределение, регистрируется стандартным многоканальным амплитудным анализатором.

Одна из первых схем время-амплитудного преобразователя была сконструирована Муди^{/8/}. В настоящее время в литературе описано большое количество схем, работающих по этому принципу^{/9-17, 29/}.

Следует заметить, что большинство амплитудных анализаторов в настоящее время работает по принципу преобразования амплитуды импульса в длительность (метод Вилкинсона). Применение время-амплитудного преобразования с последующим амплитудным анализом связано с неэкономичным использованием информации (двойное преобразование). Несмотря на этот принципиальный недостаток метод конвертера нашел чрезвычайно широкое применение в экспериментальной ядерной физике в силу своей простоты и надежности.

Чаще всего в схемах время-амплитудного преобразователя в качестве смесителя используется лучевая лампа 6АЗП (аналог 6ВН6). Эта лампа имеет анодный ток, сформированный в виде узкой ленты. Расположение электродов таково, что она представляет собой как бы два последовательно включенных триода, имеющих общий электронный поток. Каждая из двух управляющих сеток имеет независимые функции. Анодно-сеточная характеристика лампы по любой сетке имеет ступенчатую форму с крутым фронтом. Благодаря фокусировке электронного потока в значительной степени уменьшена девиация времени пролета электронов внутри лампы. Схема совпадения, построенная на лампе типа 6ВН6, имеет разрешающую способность порядка $3 \cdot 10^{-10}$ сек.

Существует два способа включения смесителей лампы (рис. 1).

В первом случае лампа заперта как по первой, так и по второй управляющей сетке отрицательным смещением. Сначала лампа открывается только по первой сетке (А), а затем по второй (Б). Если входные импульсы имели длительность $T_1 = T_2 = \text{Const}$, то на выходе лампы появится ток только на время перекрытия импульсов T_2 . Прямоугольный импульс продолжительностью T_2 интегратором преобразуется в амплитуду. Линейность преобразования при достаточно большой постоянной времени интегратора может достигать долей процента.

Как видно из рис. 1, на выходе интегратора при таком включении смесителя

получается амплитуда, пропорциональная не измеряемому интервалу времени t_1 , а дополнительному $T_2 = T_1 - t_1$. При этом на анализаторе появится запись "негативного" временного распределения импульсов, что не всегда представляется удобным.

Другая схема включения этой же лампы предполагает интегрирование основного интервала времени t_1 . В этом случае лампа закрыта только по первой сетке и открыта по второй ($U_{c2} = 0$). Первый импульс (А) открывает лампу, а второй (Б) закрывает ее. На выходе лампы образуется отрицательный импульс продолжительностью t_1 .

Правильная работа схемы требует хорошо сформированных импульсов. В случае интегрирования дополнительного времени t_2 длительность импульсов должна быть стандартной. Крутизна фронтов определяет линейность начального участка характеристики преобразования, а стабильность длительности входных импульсов T_1 и T_2 - повторяемость результатов измерений. Как правило, после детектора излучения применяется ограничитель амплитуды импульса и формирующий короткозамкнутый шлейф.

Практические схемы, построенные по этому методу, могут иметь временное разрешение порядка $(2-3) \cdot 10^{-10}$ сек. Нелинейность характеристики, за исключением начального участка, не превышает (1-2)%.

Начальный участок характеристики имеет искажение за счет недостаточной крутизны фронтов импульсов T_1 и T_2 , а также из-за прохождения крутого фронта импульса (Б) через паразитную емкость между второй управляющей сеткой и анодом. Протяженность нелинейного участка характеристики составляет (10-15)% от всей характеристики преобразователя. Для получения линейности начального участка требуется увеличение крутизны фронта импульса. Вместе с тем, увеличение крутизны фронта увеличивает проходящий через паразитную емкость сигнал. Эти два противоречивых требования ограничивают возможность применения лампы с плоским лучом в качестве смесителя в области очень коротких интервалов времени (короче $3 \cdot 10^{-10}$ сек).

На рис. 2 изображена зависимость выходного (после интегрирования) импульса от величины задержки импульса Б относительно А.

Как видно из рисунка, характеристика симметрична относительно момента полного совпадения импульсов А и Б, если лампа закрыта по двум сеткам. Область "отрицательного времени" (А (а) характеристики может быть исключена путем введения, так называемого, блока "прозрачности" /19/, который пропускает в амплитудный анализатор только импульсы, соответствующие области "положительного времени" (б).

Характеристика конвертера второго типа (лампа закрыта только по первой управляющей сетке) не имеет области "отрицательного времени", если правильно подобрать соотношение T_1 и T_2 и с помощью блокировки установить очередность появления импульсов А и Б. Для правильной работы преобразователя необходимо чтобы:

1) импульс Б поступал к конвертеру только после того, как появится импульс А,

$$2) \quad T_2 \geq T_1 + t_1 \quad (\text{см. рис. 1}),$$

где t_1 - измеряемый интервал времени.

На рис. 3 изображена блок-схема спектрометра быстрых нейтронов (16), в которой используется время-амплитудный конвертер на лампе с плоским лучом типа 6В N6. Лампа закрыта одновременно по двум управляющим сеткам смещением - 2,5 в. Схема позволяет измерить время запаздывания нейтронного импульса относительно γ - импульсов на пролетном расстоянии в 50 см.

В случае совпадения импульсов от γ - и n -счетчиков срабатывает медленная (10^{-6} сек) схема совпадений. Линейная схема пропускания открывается и пропустит импульс от конвертера в анализатор.

Правильная работа схемы преобразования амплитуды в длительность обеспечивается схемами ограничения импульсов, поступающих от фотоумножителей (рис. 4). Лампа со вторичной эмиссией типа E2133 закрывается отрицательным импульсом, приходящим от фотоумножителя. Короткозамкнутый отрезок кабеля (шлейф) в аноде лампы служит для формирования импульса. На волновом сопротивлении кабеля $\rho = 330$ ом получается импульс длительностью $5 \cdot 10^{-8}$ сек и амплитудой 0,4 в. Этот импульс через катодный повторитель на лампе 417А подается к конвертеру. Оба ограничителя (см. блок-схему) имеют одинаковое

устройство. Конвертер (рис.5) построен на лампе типа 6В^N 6, закрытой по двум сеткам. Интегратор собран на пентоде типа 6АН6. Конденсатор переменной емкости $C = 5/30$ пф служит для подбора постоянной времени интегрирования, величина которой должна превышать максимальный измеряемый интервал более чем в десять раз. Через катодный повторитель (вторая лампа 6А Н6), усилитель и линейные ворота импульс поступает для регистрации в многоканальный амплитудный анализатор.

Калибровочная кривая спектрометра представлена на рис. 6. Величина задержки импульса определена подбором определенной длины кабеля.

Разрешающее время схемы ($1,5 \cdot 10^{-9}$ сек) проверялось на самосовпадениях при радиации γ - лучей от препарата Na^{22} . Спектр Na^{22} повторялся изо дня в день с точностью не хуже 1%. Эффект влияния загрузки (смещение линии) начинал сказываться при величине загрузки более чем 10^6 имп./мин.

Как было указано выше, возможность расширения диапазона в область более коротких интервалов времени ограничена наличием паразитной емкости анод-вторая управляющая сетка. Лучшие характеристики могут быть получены в схеме с диодным смесителем. Схема преобразователя, использующая смеситель на "быстрых переключающих" диодах типа 1N 23A /18/, изображена на рис. 7.

Временное разрешение электронной схемы равно $5 \cdot 10^{-11}$ сек в диапазоне от 1 до 10 нсек.

Прежде чем попасть к смесителю, входные импульсы А и В формируются общим для обоих входов короткозамкнутым шлейфом. Длина короткозамкнутой линии такова, что сформированные импульсы имеют длительность 10 нсек. Длительности сформированных импульсов в точности равны, так как они формируются одной и той же линией. Когда один импульс запаздывает относительно другого не более чем на 10 нсек, происходит наложение импульсов (рис. 8). Наложившаяся часть импульсов пропорциональна запаздыванию импульсов и имеет двойную амплитуду. Если порог второго диода установить выше уровня одиночного импульса, то на интегратор будет пропущена только наложившаяся часть суммарного сигнала (заштрихована). После интегратора импульс через катодный повторитель поступает к амплитудному анализатору. Амплитуда импульса пропорциональна измеряемому интервалу времени, если постоянная времени интегратора выбрана достаточно большой.

Авторы исследовали влияние эффекта запаздывания неосновных носителей в полупроводниковом диоде. Обычно для больших значений сигнала это время 10 нсек. Однако при подаче малых сигналов, $U_{вх} < 0,5$ в, запаздывание неосновных носителей отсутствует. Если выбрать рабочую точку второго диода так, чтобы амплитуда перекрытия была меньше 0,5 в, можно получить хорошую линейность преобразования вплоть до долей нсек.

В исходном состоянии диоды открыты и через них протекает ток 1 ма, величина которого ограничена сопротивлением 250 ком. Второй диод смещен напряжением 0,75 в. Входной сигнал (0,47 в) проходит полностью через первый диод и отсекается вторым на уровне 0,75 в, через второй диод проходит, таким образом, только наложившаяся часть импульса (0,96 в).

Качество работы диодного смесителя в сильной степени зависит от характеристик диодов. В данной схеме использовались кремниевые диоды типа 1N23A. Частота среза для этих диодов $t_{ср} = 9000$ Мгц, обратный ток 20 мка, прямой ток 15 ма при напряжении в 1 в. Изменение окружающей температуры на 1° приводило к смещению линии на $5 \cdot 10^{-12}$ сек.

Разрешающее время при регистрации γ - квантов от препарата Co^{60} (самосовпадения) оказалось равным $8 \cdot 10^{-10}$ сек.

Высокое разрешение и стабильность схемы позволили измерить время жизни позитронов в металлах.

В технике эксперимента находят все более широкое применение полупроводниковые диоды и триоды. Возможности применения транзисторов в наносекундной импульсной технике до последнего времени были ограничены их неудовлетворительными характеристиками. В настоящее время имеются сведения о разработке транзисторов, пригодных для конструирования "быстрых" переключающих схем^{/20/}. Транзисторы типа Philco 2N501-505, 2N601-605 обладают скоростью переключения порядка 0,1 нсек.

В работе^{/20/} описана схема время-амплитудного конвертера с применением транзисторов типа 2N501 в качестве переключающих элементов. В отличие от описанных ранее типов преобразователей, в которых преобразование осуществлялось путем заряда конденсатора постоянным током, в этой работе преобразование осуществляется с помощью индуктивности (рис. 9).

При замыкании ключа S_1 ток в индуктивности нарастает линейно $di/dt = u_1/L_1$ до тех пор, пока не разомкнется ключ S_2 , при этом конечный ток в индуктивности $I_k = u_1 t/L_1$, где t - измеряемый интервал времени. После размыкания ключа S_2 потенциал на индуктивности начинает уменьшаться до тех пор, пока не откроется диод D_1 . Энергия, запасенная в индуктивности, перейдет в энергию конденсатора. Конденсатор будет заряжен до потенциала, пропорционального измеряемому интервалу времени

$$\frac{1}{2} C U_m^2 = \frac{1}{2} I_k^2 L_1 = \frac{1}{2} L_1 (u_1/L_1 t)^2,$$

отсюда

$$U_m = u_1 / \sqrt{L_1 C} t.$$

Затем конденсатор будет разряжаться по экспоненте с постоянной времени $\tau = R_1 C_1$, так как амплитуда затухающих колебаний в индуктивности убывает со временем, а диод перестает проводить, то C_1 будет заряжен только до U_m . На индуктивности возникают свободные колебания, частота которых определяется величиной L_1 и паразитной емкостью монтажа.

Потенциал коллектора триода Π_1 (рис. 10) равен $-0,1$ в, он работает как открытый ключ S_2 . Переход эмиттер - база триода Π_2 имеет обратное смещение - этот триод закрыт и ток через L_1 не протекает. Когда отрицательный импульс ($U > 2b$) поступает к Π_2 (старт), через сопротивление R_5 будет протекать ток 13 ма, причем 10 ма будет протекать через базовый переход Π_2 , а 3 ма - через диод D_3 (эмиттер-базовое напряжение, соответствующее току 10 ма, более 1 в, следовательно, когда Π_2 пропускает 10 ма базового тока, диод D_3 откроется и пропустит 3 ма).

В первоначальный момент мы можем рассматривать L_1 , как очень большое сопротивление, поэтому, когда в базе Π_2 будет протекать ток 10 ма транзистор открывается и на индуктивности L_1 будет приложено напряжение 6 в.

Ток индуктивности L_1 будет нарастать линейно до тех пор, пока на вход триода Π_1 не поступит положительный импульс ($> 2b$). Коллекторный потенциал Π_1 будет падать до тех пор, пока не станет равным $2b$ (D_1). База триода Π_2 удерживается диодом (D_3) под напряжением -1 в. Коллекторный ток падает до нуля - ток через индуктивность прекращается.

Реальная схема, описанная в работе ^{/20/}, более сложна, так как она содержит блокирующие приспособления на тот случай, если придет только один стартовый импульс (преобразование будет производиться по длительности стартового импульса). В статье приводится полная схема прибора.

Конвертер описанного выше типа имеет электрическое разрешение, полученное от генератора с ртутным реле и отрезком кабеля, порядка 10^{-11} сек. Дрейф в течение 24 часов работы не превышает 10^{-10} сек.

Характеристики, полученные со сцинтилляционным счетчиком, в сильной степени зависят от фотонной статистики и дисперсии электронов в фотоумножителе. Для улучшения этих характеристик применялся метод нахождения "центра тяжести" импульса ^{/21/}.

Фронт импульса на выходе такой схемы порядка 2 нсек, продолжительность 30 нсек, амплитуда постоянная и равна 5в. Мертвое время схемы (10^{-8}) определяется продолжительностью паразитных колебаний на индуктивности L_1 . Характеристика преобразования линейна от 0 до 15 нсек с точностью до 1%. Временной диапазон может быть увеличен до 100 нсек путем увеличения L_1 и C_1 .

Заканчивая обзор время-амплитудных преобразователей, следует заметить, что наиболее простые в наладке и эксплуатации схемы - это схемы с применением лучевой лампы. Работа таких преобразователей достаточно хорошо изучена и проверена практикой. Однако, в области временных диапазонов короче 10 нсек применение их ограничено из-за значительной нелинейности начального участка характеристики. В этом диапазоне, по-видимому, перспективными являются схемы с переключающими диодами и триодами.

§ 2. Фазовые методы преобразования времени

В литературе встречается описание схем, которые у различных авторов получили различные названия: "лупа времени", "верньер-хронотрон", "временной нониус" и т.д. В основу работы всех этих схем положены фазовые методы измерения, поэтому целесообразно объединить их в одну группу - фазовые методы преобразования времени.

В основу фазовых методов преобразования положено измерение методом нулевых биений фазового запаздывания начала одного колебательного процесса относительно другого при условии, что колебания имеют весьма близкие периоды T_1 и T_2 .

Если время запаздывания начала колебательного процесса t_u меньше периода T_1 (или T_2), то его можно выразить в долях этого периода, т.е. величиной фазы запаздывания ϕ , причем $t_u = \phi \frac{T_1}{2\pi}$; $\phi = \frac{t_u 2\pi}{T_1}$ /1/. В общем случае при сложении двух колебательных процессов с близкими периодами

$$u_1 = U_{m1} \cos \omega_1 t \quad \text{и} \quad u_2 = U_{m2} \cos (\omega_2 t - \phi)$$

возникают биения $\omega_1 - \omega_2 = \Delta\omega \rightarrow 0$

$$U_{m1} = U_{m2} = U_m$$

$$U = 2 U_m \cos \left(\frac{\Delta\omega}{2} t - \frac{\phi}{2} \right).$$

В начальный момент имело место запаздывание фазы ϕ одного колебательного процесса относительно другого. По истечении некоторого времени t_{np} произойдет совпадение фаз в силу того, что периоды не равны между собой

$T_1 \neq T_2$. При этом напряжение биений будет иметь максимальную величину

$$\cos \left(\frac{\Delta\omega}{2} t_{np} - \frac{\phi}{2} \right) = 1.$$

Отсюда

$$\Delta\omega t_{np} - \phi = 0.$$

После несложных преобразований, учитывая (1), находим

$$t_{np} = t_u = T_2 / \Delta T, \quad (2)$$

где t_u - измеряемый временной интервал, преобразованный в более длительный t_{np} . Коэффициент преобразования $T_2 / \Delta T$ может достигать значительной величины, если разность периодов $T_2 - T_1 = \Delta T$ мала. Стабильность работы преобразователя в сильной степени зависит от стабильности периодов колебательных процессов.

За время $t_{\text{пр}}$ колебательная система с периодом T_2 (или T_1) совершит n колебаний, причем:

$$n = t_{\text{пр}} / T_2 = tu / \Delta T ,$$

т.е.

$$tu = n \Delta T . \quad (3)$$

Измеряемый временной интервал tu преобразуется непосредственно в цифровой код при условии, что величина ΔT в процессе преобразования остается неизменной.

Как уже было сказано ранее, время-амплитудные преобразователи (конвертеры) имеют принципиальный недостаток - двойное преобразование, при котором неизбежно возникают дополнительные ошибки. Фазовые методы преобразования позволяют осуществить преобразование короткого интервала времени в более длительный или непосредственно в цифровой код, что оказывается более удобным в случае применения запоминающих устройств. С точки зрения логического построения схем этот метод является более совершенным. Вместе с тем практические схемы получаются чрезвычайно громоздкими, и в силу технических затруднений эти преимущества в большинстве случаев не реализуются. Применение фазовых методов преобразования для измерения очень коротких интервалов времени ограничено нестабильностью периодов повторения колебаний T_1 и T_2 .

Для улучшения разрешающей способности применяются сложные по своему устройству стабилизаторы разности частот. В качестве колебательных систем используются генераторы синусоидальных колебаний или импульсные генераторы с запаздывающей обратной связью.

§ 3. Схема преобразования с ударными контурами

Одна из первых работ с применением фазовых методов преобразования была опубликована в 1956 году Е. Gatti и С. Cottini ^{/22/}. В этой работе описан наносекундный анализатор с преобразованием на двух ударных контурах (рис. 11, 12).

Импульсы от фотоумножителей возбуждают контуры, настроенные на частоты $F_1 = 20$ МГц и $F_2 = 20,2$ МГц. После диодного смесителя получают биения

с частотой $F_2 - F_1 = 0,2$ Мгц. В качестве смесителя применен фазовый детектор, сбалансированный так, что при совпадении фазы колебаний, возникших в контурах, выходное напряжение становится равным нулю. Начальное смещение фазы пропорционально измеряемому интервалу времени. Поскольку периоды собственных колебаний контуров не равны, то со временем сдвиг фаз будет уменьшаться. Временной интервал от начала колебаний до момента равенства фаз пропорционален измеряемому интервалу.

В этой схеме вместо запоминающего устройства применяется обычный многоканальный анализатор. Преобразованный временной интервал интегрируется (линейно преобразуется в амплитуду) и поступает к анализатору амплитуд импульсов. Интегратор запускается импульсом фотоумножителя В, пропущенным через клапан. Обычно клапан закрыт и открывается импульсом, сформированным схемой совпадений с разрешающим временем $2 \cdot 10^{-8}$ сек. Если импульсы А и В разнесены на время большее, чем $2 \cdot 10^{-8}$ сек (примерно половина периода колебаний контура), клапан не пропускает импульс В к интегратору, а следовательно этот импульс не будет зарегистрирован. Сдвиг фазы не может превышать периода колебаний, поэтому, если измеряемый интервал больше периода колебаний контура, возникает неопределенность в измерениях. Схема устроена так, что если импульс А запаздывает относительно импульса В на время больше, чем $2 \cdot 10^{-8}$ сек (меньше периода), совпадение этих импульсов не произойдет, и генератор не будет запущен.

Дискриминатор, включенный после смесителя, срабатывает тогда, когда напряжение биений первый раз становится равным нулю. В этот момент интегрирование прекращается, а импульс на выходе интегратора будет иметь амплитуду, пропорциональную исследуемому интервалу времени.

На рис. 13 изображена схема включения ударных контуров и ограничитель. Импульс от счетчика возбуждает контур, включенный в аноде лампы L_2 . Если этот импульс имеет продолжительность меньше периода собственных колебаний контура, то в аноде L_2 возникнут затухающие колебания. Лампа L_3 - усилитель. Для того, чтобы колебания имели одинаковую амплитуду, применен ограничитель на лампе с плоским лучом типа 6 ВН 6. Выходное напряжение с постоянной амплитудой порядка 1 в снимается с волнового сопротивления ($\rho = 120$ ом)

в аноде лампы L_5 и поступает на смеситель. Через усилительный каскад L_2 импульс подается на схему совпадений.

Лампы L_6 и L_7 (рис. 14) усиливают ограниченные по амплитуде колебания. Через трансформаторы, собранные на ферритовых сердечниках, усиленные сигналы подаются на диагонали моста фазового детектора ($D_1 - D_4$). Мост сбалансирован с точностью до 1 в, паразитные емкости моста нейтрализуются. Через усилитель L_8 запускается дискриминатор L_9 , порог срабатывания которого составляет величину порядка 1,5 мВ.

В статье приводится математический анализ в доказательство того, что колебания, возникающие в ударном контуре, берут свое начало в "центре тяжести возбуждающего импульса. Из этого следует, что импульс от фотоумножителя должен иметь длительность значительно короче исследуемого интервала времени. Вместе с тем временная дисперсия центра тяжести импульсов мала в силу того, что она зависит не от формы импульса, а от количества фотоэлектронов, собранных в результате умножения. При большом количестве фотоэлектронов статистическая определенность центра тяжести импульса достоверна с высокой степенью точности. Разрешающая способность схемы в данном случае не определяется крутизной фронта импульса.

Входной импульс имел амплитуду порядка 0,1 в, при длительности в несколько нсек. Была снята зависимость величины выходной амплитуды от задержки импульса в кабеле. На один канал анализатора приходилось $5 \cdot 10^{-11}$. Изменение амплитуды входного импульса в 10 раз изменяет положение калибровочной точки не более чем на два канала, что указывает на малую девиацию центра тяжести входных импульсов.

Имеются указания на нестабильность ширины канала во времени ^{/23/}. Дрейф ширины канала (изменение разности собственных частот контуров), связан, по-видимому, с процессом старения деталей контура, а также с зависимостью их параметров от температуры. В некоторых случаях возникает необходимость термостабилизации контуров. В работе ^{/24/} проблемы теплового (медленного) изменения разности частот решены введением стабилизации разности частот. Подстройка контуров осуществляется изменением проходной емкости кремниевого диода путем изменения величины обратного напряжения на нем.

§ 4. Временной "нониус" ("верньер - хронотрон")

Схема временного нониуса /30/ преобразует исследуемый временной интервал непосредственно в цифровой код - серию из числа импульсов. В отличие от предыдущей схемы преобразования здесь вместо ударных контуров запускаются импульсные генераторы с запаздывающей обратной связью /25/ - "кольцевые генераторы". Периоды этих генераторов, так же как в схеме с ударными контурами, близки друг к другу. В силу того, что в кольцевых генераторах циркулируют сравнительно узкие импульсы, момент фазировки этих импульсов может быть зарегистрирован с большей степенью точности. В условиях циклотронной лаборатории в качестве одного из генераторов могут быть использованы импульсы, сформированные из высокочастотного ускоряющего напряжения, приложенного к дуантам. Этот генератор можно назвать управляющим (УГ). Второй генератор - фазуемый (ФГ) предназначен для измерения фазы запаздывания методом биений (совпадений). В процессе работы этих генераторов измеряется время запаздывания начала работы ФГ относительно соответствующего импульса УГ. Подробно применение временного нониуса в условиях циклотронной лаборатории рассмотрено в работе /30/.

Рис. 15 иллюстрирует принцип действия временного нониуса.

Импульсы, временной интервал t_1 между которыми должен быть измерен, поступают на вход кольцевых генераторов (старт А и В). Эти импульсы запускают генераторы, которые генерируют серию импульсов до тех пор, пока не произойдет фазировка импульсов (совпадение во времени импульсов от обоих генераторов). Импульсом совпадения отключается обратная связь кольцевых генераторов ("стоп"), в результате чего серия импульсов прекращается. Период кольцевого генератора определяется величиной задержки петли положительной обратной связи. В качестве задержки обычно используется кабель определенной длины или соответствующая линия с сосредоточенными постоянными. Разность периодов генераторов $T_1 - T_2 = \Delta T$ невелика. Величина ΔT определяет ширину временного канала анализатора, т.е. его временное разрешение.

Из рис. 19 видно, что измеряемый временной интервал

$$t_1 = t_2 + \Delta T = t_3 + 2\Delta T = \dots = t_n + (n-1)\Delta T$$

С каждым периодом работы кольцевых генераторов интервал времени $(t_2, t_3 \dots t_n)$ уменьшается на величину ΔT . Разность периодов в этом случае выступает в роли "шага" временного нониуса. В момент совпадения импульсов $t_n = 0$, тогда

$$t_1 = (n - 1) \Delta T, \quad (4)$$

где n - число периодов генератора от начала работы до момента совпадения. Полученная серия имеет число импульсов, как это следует из (4), пропорциональное измеряемому интервалу времени t_1 . Эта серия поступает в адресное устройство запоминающей системы для регистрации.

Стабильность временного нониуса определяется абсолютной стабильностью периода кольцевого генератора, импульсы которого используются в качестве серии и стабильностью величины ΔT (относительная стабильность периодов обоих генераторов).

В данном случае измеряемый интервал времени t_1 определяется в долях периода УГ. Допуск на уход частоты этого генератора зависит от величины рассматриваемого интервала. Число импульсов серии, определяющей измеряемое время, должно иметь отклонение, не превышающее ± 1 импульс. При этом допуск на частоту генератора может быть представлен в виде:

$$\Delta f = \pm \frac{1}{2} (1/T_2' - 1/T_2''),$$

где $T_2' = T^0/n$; $T_2'' = T^0/n-2$.

После подстановки получим

$$\Delta f = \pm 1/T^0. \quad (5)$$

Из выражения (5) следует, что допуск на частоту генератора достаточно большой. Построение генератора с такой стабильностью не представляет затруднений.

Рассмотрим влияние на стабильность временного нониуса величины ΔT . Пусть частота управляющего генератора остается неизменной во времени. Максимальное число импульсов в серии будет равно:

$$n_{\max} = \frac{T_1}{T_1 - T_2}$$

В случае непрерывной работы генераторов возникают биения с периодом

$$T = (n_{\max} - 1) T_1. \quad (6)$$

Если допустить изменение числа импульсов максимальной серии на ± 1 , то можно установить допуск на изменение частоты генератора с периодом T_2

$$\Delta f = \pm \frac{1}{2} (1/T' - 1/T''), \quad (7)$$

где $T' = n_{\max} T_1$, $T'' = (n_{\max} - 2) T_1$

Подставляя значения T' и T'' в (7), находим

$$\Delta f = \pm \frac{f_1}{n_{\max} (n_{\max} - 2)}, \quad f_1 = 1/T_1.$$

Например, если шаг нониуса равен $\Delta T = 10^{-9}$, а частота управляющего генератора $f_1 = 2 \cdot 10^6$, то допуск на частоту ФГ равен 8 гц ($\sim 4 \cdot 10^{-4}\%$) при неизменной частоте УГ. Осуществить такую стабильность генераторов представляется затруднительным. В ряде случаев возникает необходимость жестко стабилизировать величину разности частот ΔT с помощью специальных схем.

В процессе совпадения амплитуды импульсов ФГ и УГ линейно складываются. Форма импульса совпадения зависит от ширины импульсов генераторов и шага временного нониуса ΔT . Акт совпадения может состоять из нескольких циклов работы генераторов. Время, в течение которого происходит совпадение, определяется кривой совпадений.

В работе^{/26/} дается математический анализ процесса совпадений временного нониуса. Предполагается, что форма импульса совпадений близка к синусоидальной. Показано, что относительное плато порога срабатывания в зависимости от отношения $\Delta T / p$ имеет вид:

$$\frac{\Delta A_n}{A_n} = \frac{\cos \frac{\pi \Delta T}{4p} - \cos \frac{\pi \Delta T}{2p}}{\cos \frac{\pi \Delta T}{4p} + \cos \frac{\pi \Delta T}{2p}}, \quad (8)$$

где A_n - порог срабатывания амплитудного дискриминатора, включенного после схемы совпадений, p - ширина импульсов ФГ и УГ у основания, ΔT - шаг временного нониуса.

На рис. 16 изображена условная схема, работающая по принципу временного нониуса /27/ верньер-хронотрон.

Кольцевые генераторы собраны на лампах со вторичной эмиссией (L_2, L_3); лампа L_1 осуществляет запуск кольцевого генератора. В качестве элемента запаздывающей положительной связи используется кабель, величина задержки 300 нсек. Для обеспечения требуемого режима работы применена система клапанов. Очередность включения клапанов позволяет избежать регистрации в области "отрицательного времени", а также исключает возможность срабатывания только одного кольцевого генератора. В исходном состоянии потенциалы экранных сеток ламп L_3 и L_4 близки к нулю, кольцевые генераторы не работают. Начальный импульс (вход 1) проходит через усилитель (L_1, L_2), поступает в линию задержки и одновременно с этим через клапан А открывает лампу L_4 . Кольцевой генератор В тем самым оказывается подготовленным к работе. Если на входе генератора В (вход 2) появится импульс раньше, чем импульс А пробежит кабель задержки (300 нсек), то через клапан В будет открыта лампа L_3 . Импульс А будет циркулировать в системе с запаздывающей обратной связью: L_2 , задержка 300 нсек, $L_3, L_2 \dots$ Импульс В также будет циркулировать в аналогичном усилителе с запаздывающей обратной связью: L_4 , задержка 300 нсек, $L_4, L_3 \dots$ Циркуляция импульсов будет продолжаться до тех пор, пока не произойдет совпадение импульсов. В этот момент с помощью клапанов А и В закрываются лампы L_3 и L_4 , кольцевые генераторы прекращают работу. Импульсы серии, выработанные схемой, регистрируются ферритовым 256 канальным запоминающим устройством.

Время срабатывания клапанов порядка 30 нсек. При периоде циркуляции в 300 нсек измеряемый интервал может иметь величину от 30 нсек до 270 нсек. Начало и конец диапазона имеют искажения в силу конечного времени срабатывания клапанов. Ширина временного канала определяется разностью периодов кольцевых генераторов, длительность периодов регулируется длиной кабеля обратной связи. Тонкая регулировка периода осуществляется изменением величины анодного напряжения, при этом изменяется время пролета электронов внутри лампы.

На рис. 17 изображена дифференциальная характеристика линейности (характеристика равномерности ширины канала). Начальная нелинейность определяется запаздыванием момента срабатывания клапанов. Монотонный спад в конце характеристики - эффект "усталости" диодов ламп со вторичной эмиссией.

Стабильность ширины канала анализатора определяется стабильностью кольцевых генераторов. Постоянство периода генераторов зависит от следующих величин: стабильности величины задержки кабеля, времени пролета электронов внутри лампы, изменения геометрии лампы с нагревом и скорости счета (загрузки). Нагрев кабеля изменяет задержку на $6 \cdot 10^{-9} \frac{\%}{\text{град}}$. Изменение напряжения анода усилительной лампы на 1% приводит к изменению ширины канала на $2 \cdot 10^{-12}$ сек. При изменении скорости счета от 0 до 3600 имп/мин ширина канала изменяется на $1,5 \cdot 10^{-11}$ сек. Рабочая ширина канала имеет величину 10^{-9} сек. Стабильность этой величины контролируется во времени специальным устройством.

Разрешающая способность схемы при регистрации γ - лучей препарата Co^{60} имеет величину $8,5 \cdot 10^{-10}$ сек и целиком определяется характеристиками детектора излучения.

Для того, чтобы избежать циркуляции более чем одного импульса, запускающие импульсы не должны иметь сателлитов.

§ 5. Временной "экспандер"

Заканчивая рассмотрение фазовых методов преобразования времени, остановимся на работе "временного экспандера" /28/, блок-схема которого изображена на рис. 18.

Нормально клапаны А и В закрыты. Импульсы от генераторов с периодом T_1 и T_2 не проходят на пересчетное устройство (ПУ). С моментом прихода начального импульса открывается клапан А и импульсы от генератора с периодом $T_1 = 2 \cdot 10^{-7}$ сек будут регистрироваться ПУ до тех пор, пока импульс от детектора не закроет клапан А. Клапан В с этим импульсом открывается и будет открытым до тех пор, пока не заполнится ПУ. Коэффициент пересчета ($k=100$) должен быть равен числу каналов регистрирующего устройства. Из ста импульсов, зарегистрированных ПУ, n поступило от первого генератора и N - от второго.

$$100 = N + n$$

$$n = 100 - n$$

Разрешающая способность временного экспандера ограничена быстродействием пересчетного устройства. В настоящее время трудно получить временное разрешение лучше 100 нсек. Вместе с тем схема предельно проста и ее можно рекомендовать для измерения сравнительно небольших интервалов времени (порядка 0,1 нсек).

З а к л ю ч е н и е

В настоящее время для построения многоканальных временных анализаторов наносекундного диапазона наиболее полно и всесторонне разработан метод время-амплитудного конвертера. Это частично может быть отнесено за счет того, что во многих физических лабораториях имеется серийный амплитудный анализатор. В этом случае время-амплитудный конвертер является "приставкой" к готовому прибору, а выполняемая схема получается сравнительно несложной. Такой метод (достижение намеченной цели с минимальными затратами времени и сил) является обычным в условиях физического эксперимента. Разработке метода время-амплитудного конвертера было посвящено большое количество работ, поэтому в настоящее время лучшими характеристиками обладают, как видно из таблицы, например, временные анализаторы, построенные по методу время-амплитудного конвертера.

Т а б л и ц а

Метод анализа	Временное разрешение нсек	линейность %	Максим. число каналов	Регистрирующая система	Литература
1 Схема задержанных совпадений	1	(1-2)	1	счетчик	/3/
хронотрон	0,5	2-3	10-15	осциллограф счетчик	/6/
2 время-амплитудный конвертер	0,05	1	определяется числом кан-в МАО	МАО	/18/
фазовые методы	0,8	2	определяется числом кан-в ЗУ	ЗУ	/27/
временной экспандер	100	-		ЗУ	/28/

1 - прямые методы анализа, 2 - методы преобразования, ЗУ - запоминающее устройство, МАО - многоканальный амплитудный анализатор.

Вместе с тем, использование время-амплитудных приставок к амплитудному анализатору связано с неэкономичным использованием имеющейся информации, так как преобразованный в амплитуду временной интервал в амплитудном анализаторе преобразуется еще раз. В связи с таким двойным преобразованием неизбежно возникает дополнительная погрешность из-за нелинейности работы преобразователей.

Наиболее совершенными, с точки зрения логического построения схем, являются схемы, построенные по фазовому методу преобразования, в которых исследуемый временной интервал преобразуется непосредственно в цифровой код (серию). При этом может быть достигнута чрезвычайно высокая линейность преобразования. Имея в виду, что подавляющее большинство современных запоминаю-

щих устройств имеет именно цифровой ввод информации, становятся очевидными преимущества этого метода преобразования.

Схема анализаторов, построенная по фазовому методу преобразования времени, очень сложна. Сконструировать такую схему в условиях физической лаборатории зачастую является непосильной задачей для экспериментатора. Характеристики схем анализаторов с фазовыми преобразователями хуже, чем характеристики анализаторов с время-амплитудными конвертерами. Однако развитие современной радиоэлектроники и техники физического эксперимента, позволит в ближайшее время сделать существенные шаги по улучшению работы этих схем, реализуя преимущества непосредственного преобразования временного интервала в цифровой код. Так, например, введение стабилизации разности частот временного нониуса, позволило существенно улучшить стабильность ширины каналов анализатора во времени.

Прямые методы измерения, хронотрон и схема задержанных совпадений, применяются для построения либо одноканальных (дифференциальных) анализаторов, либо анализаторов с ограниченным числом каналов. Существенным недостатком их является большая трата времени на проведение измерений. Конструктивно схема анализатора получается сравнительно простой и не требует такого сложного оборудования как многоканальный амплитудный анализатор или запоминающее устройство.

Анализаторы с прямыми методами измерения имеют эффективность существенно более низкую, чем анализаторы, построенные по методу преобразования времени.

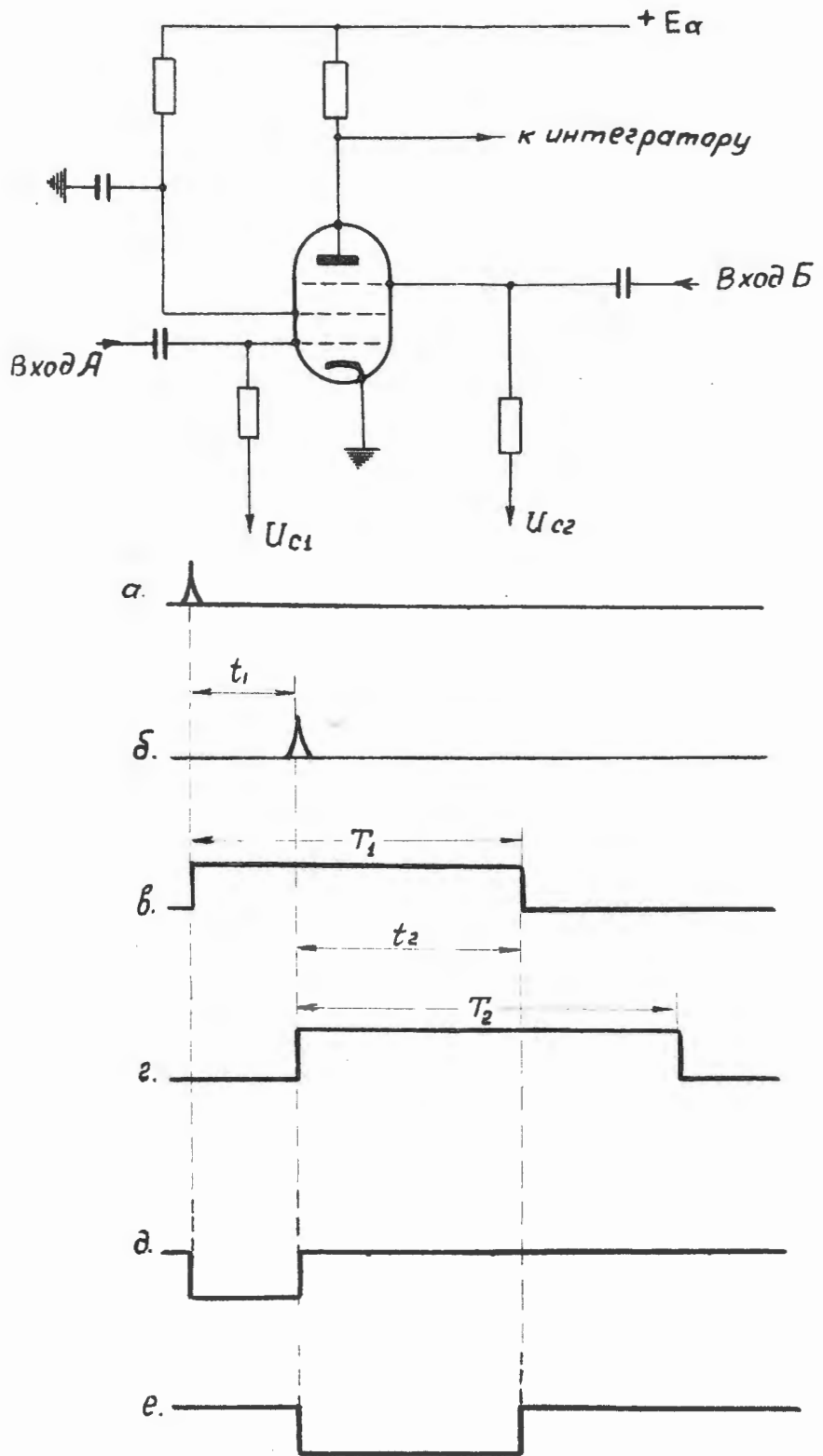


Рис. 1. Время-амплитудный преобразователь на лампе 6АЗ6. Импульс Б /г/ при $U_{c2} = 0$ - отрицательный.

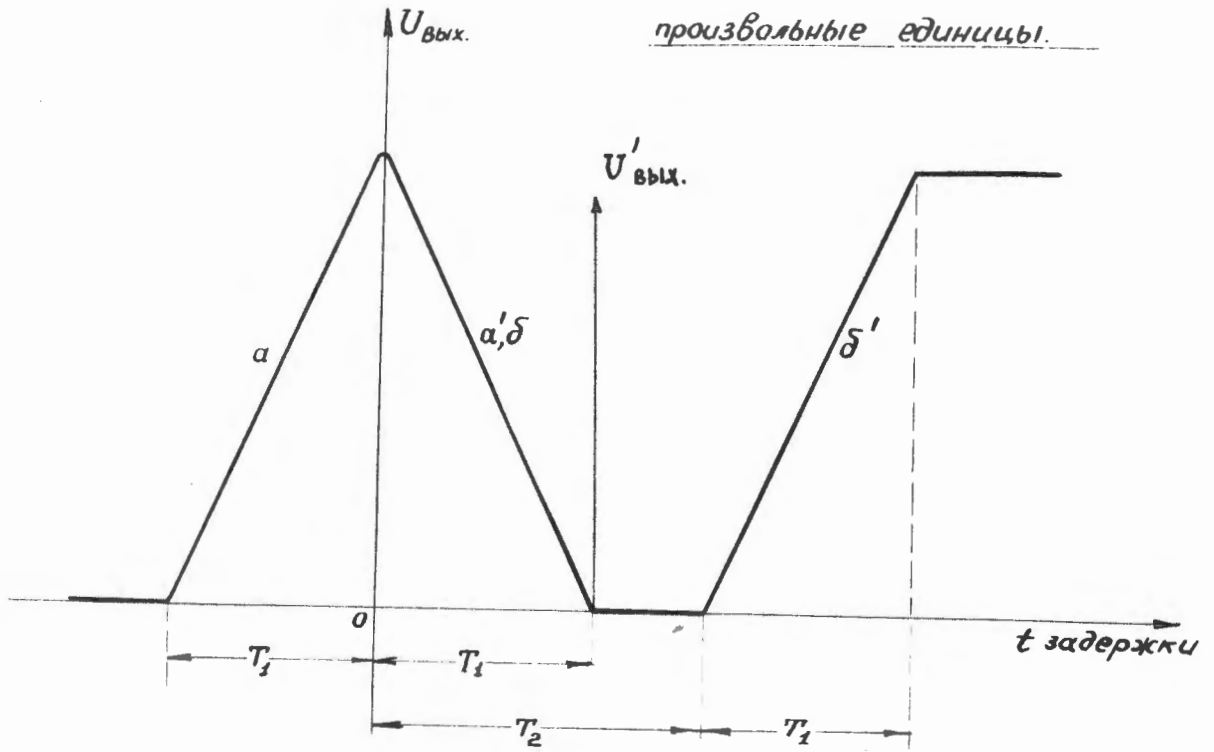


Рис. 2. Зависимость амплитуды выходного импульса от величины задержки:
 a, δ - для случая $U_{c2} < 0$ a', δ' при $U_{c2} = 0$

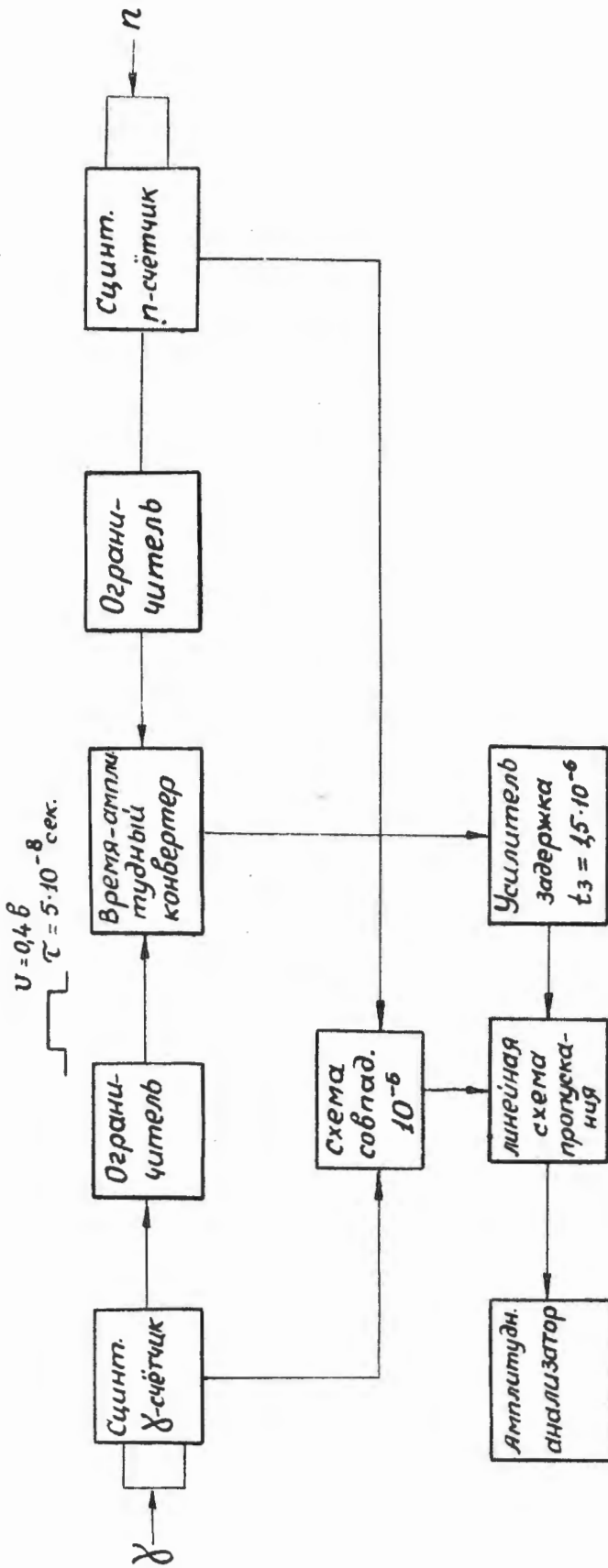


Рис. 3. Схема включения время-амплитудного конвертера в установку для измерения γ - n корреляции.

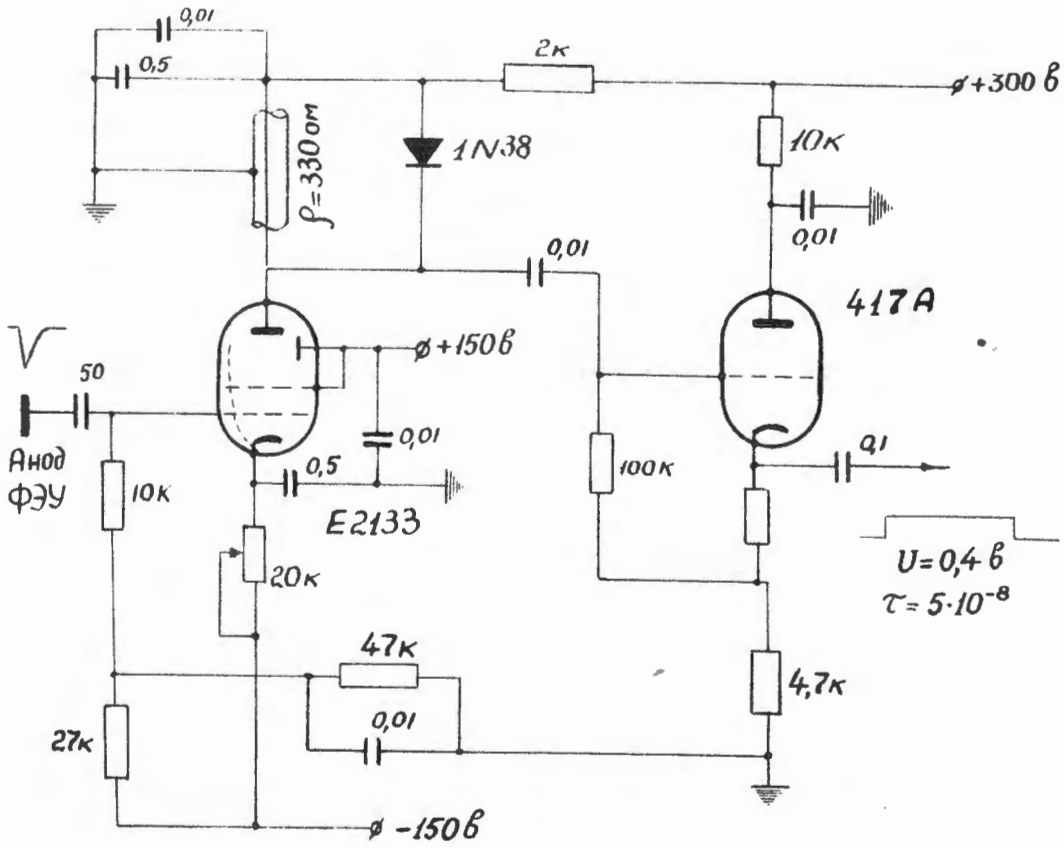


Рис. 4. Схема ограничителя.

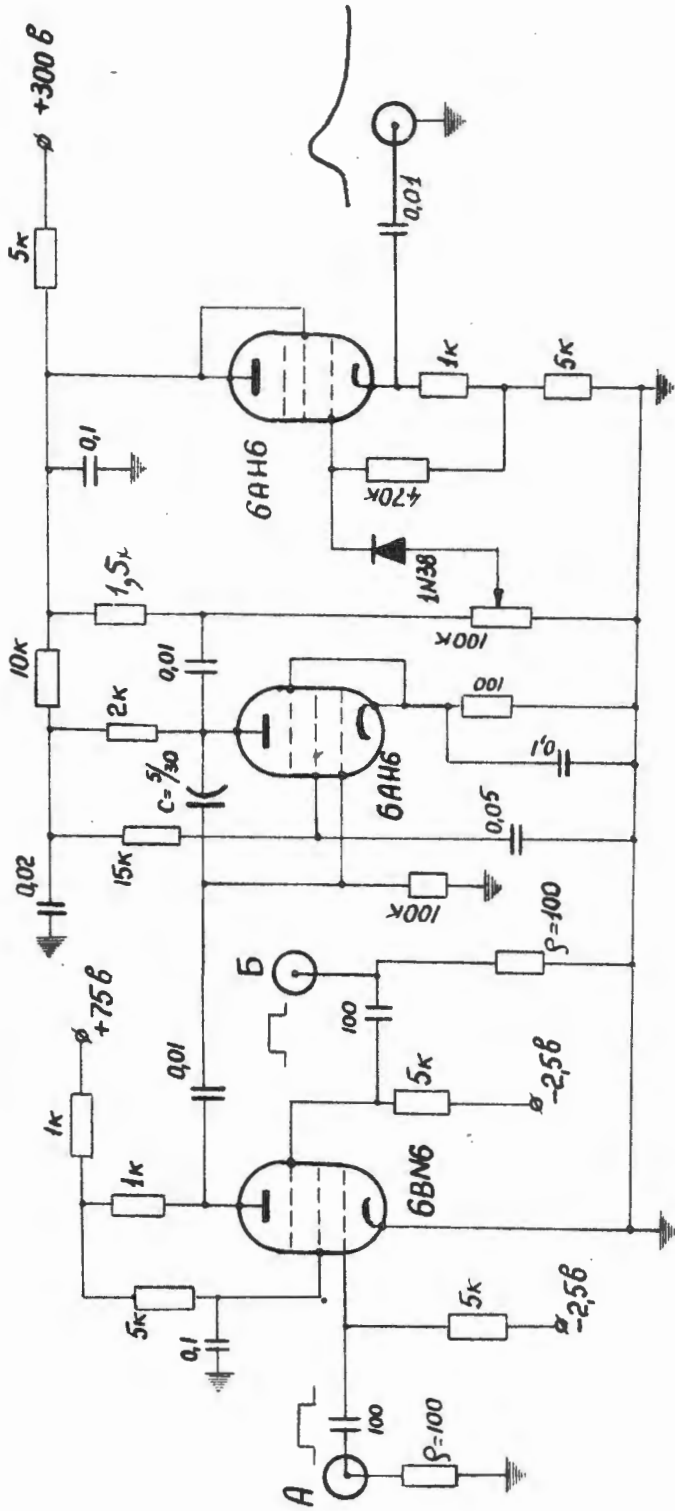


Рис. 5. Принципиальная схема время - амплитудного конвертера на лампе типа 6AN6 .

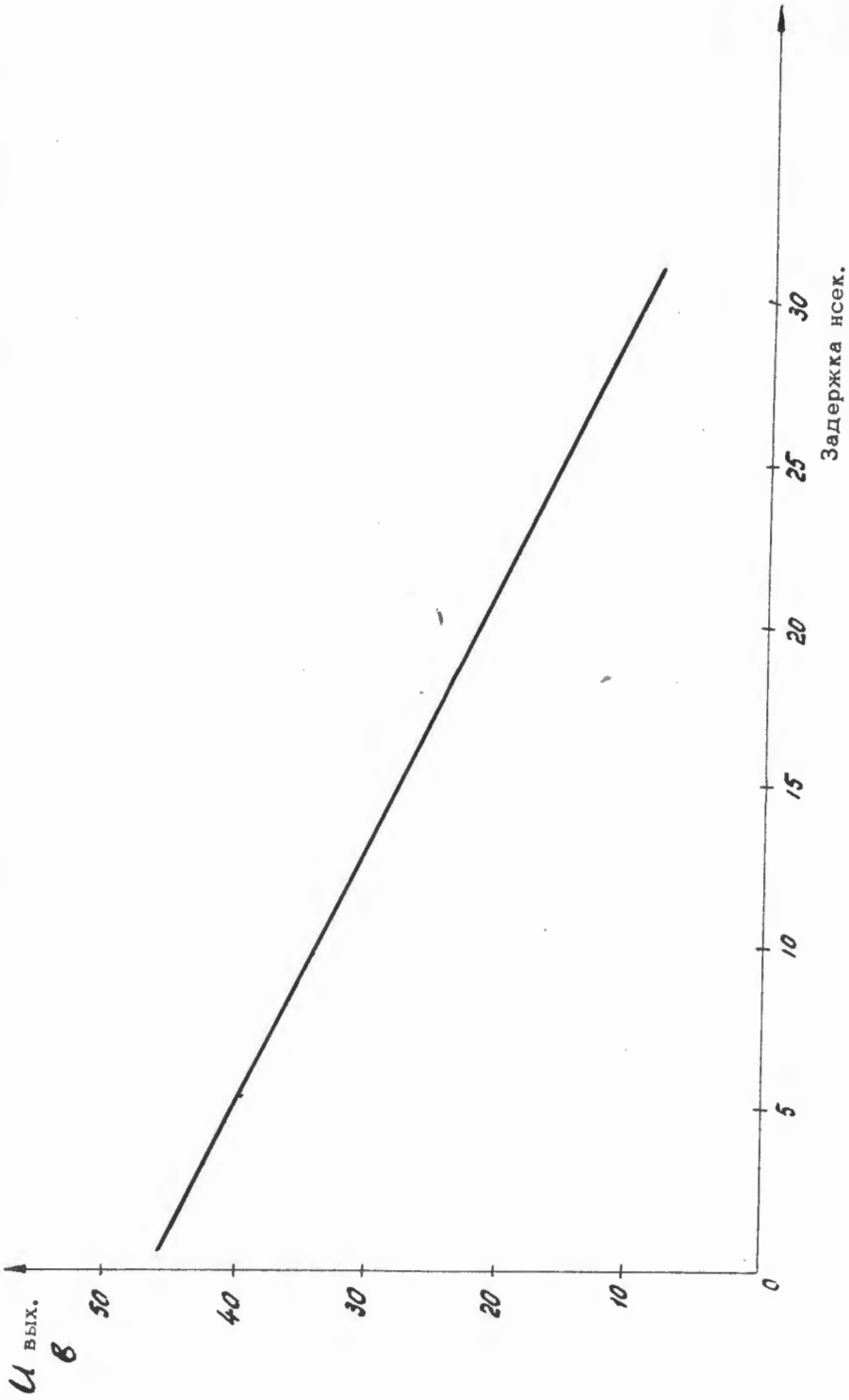


Рис. 6. Характеристика линейности время-амплитудного конвертера.

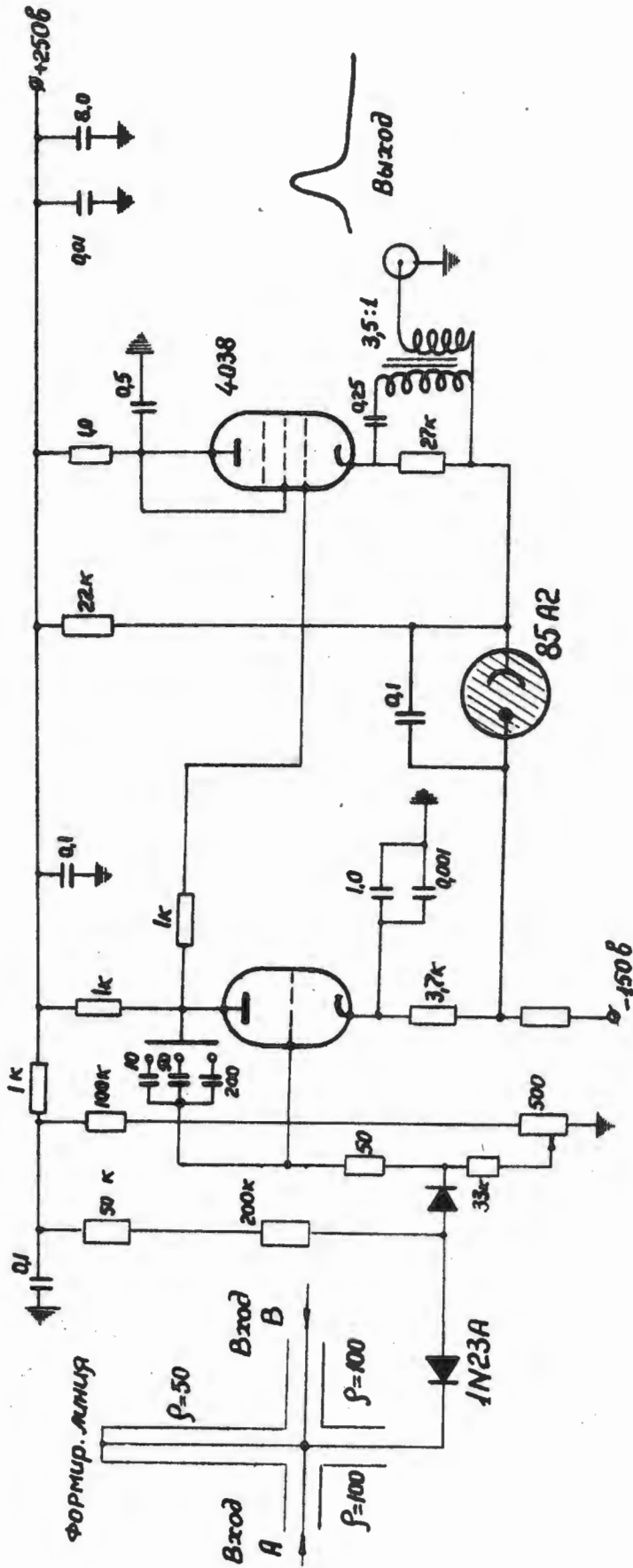


Рис. 7. Схема время-амплитудного конвертера с использованием быстрых переключающих диодов типа 1N23A.

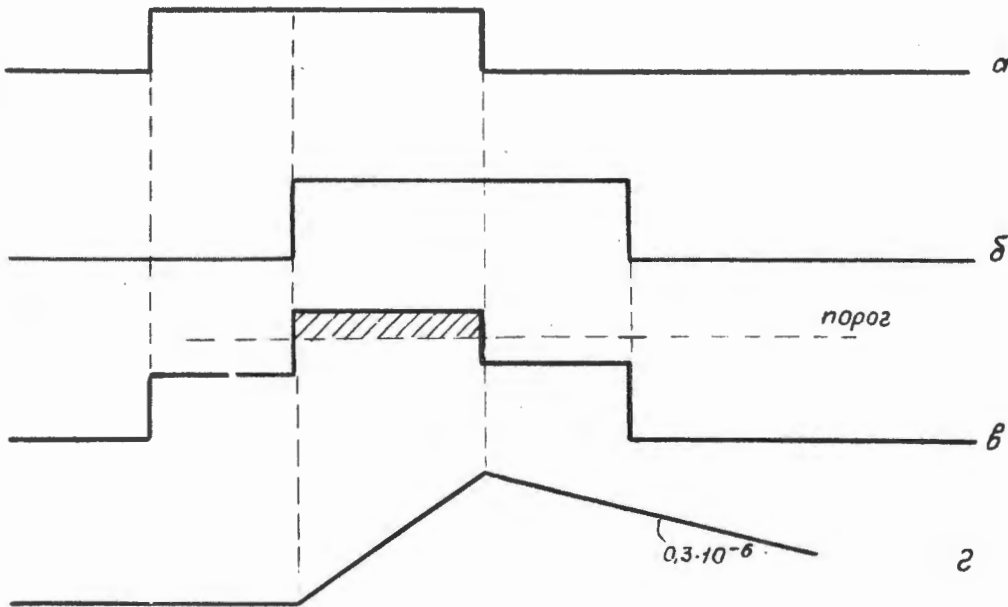


Рис. 8. Время -амплитудные карты конвертера с переключающими диодами:
 а, б) входные импульсы, сформированные линией;
 в) наложение импульсов (все, что выше порога поступает на интегратор),
 г) импульс после интегратора.

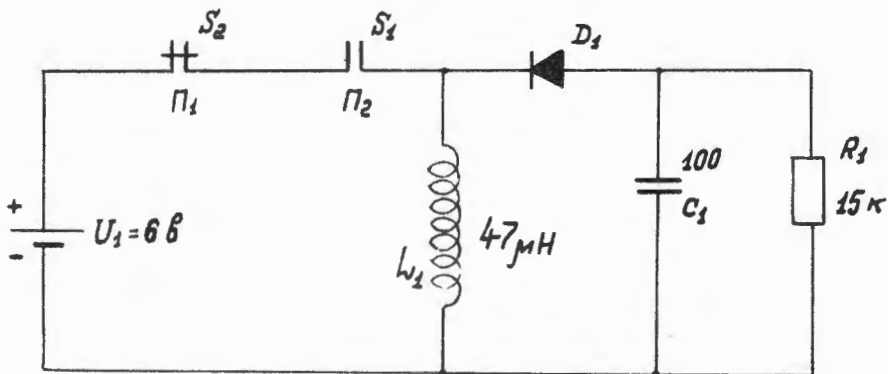


Рис. 9. Схема преобразователя с применением индуктивности.

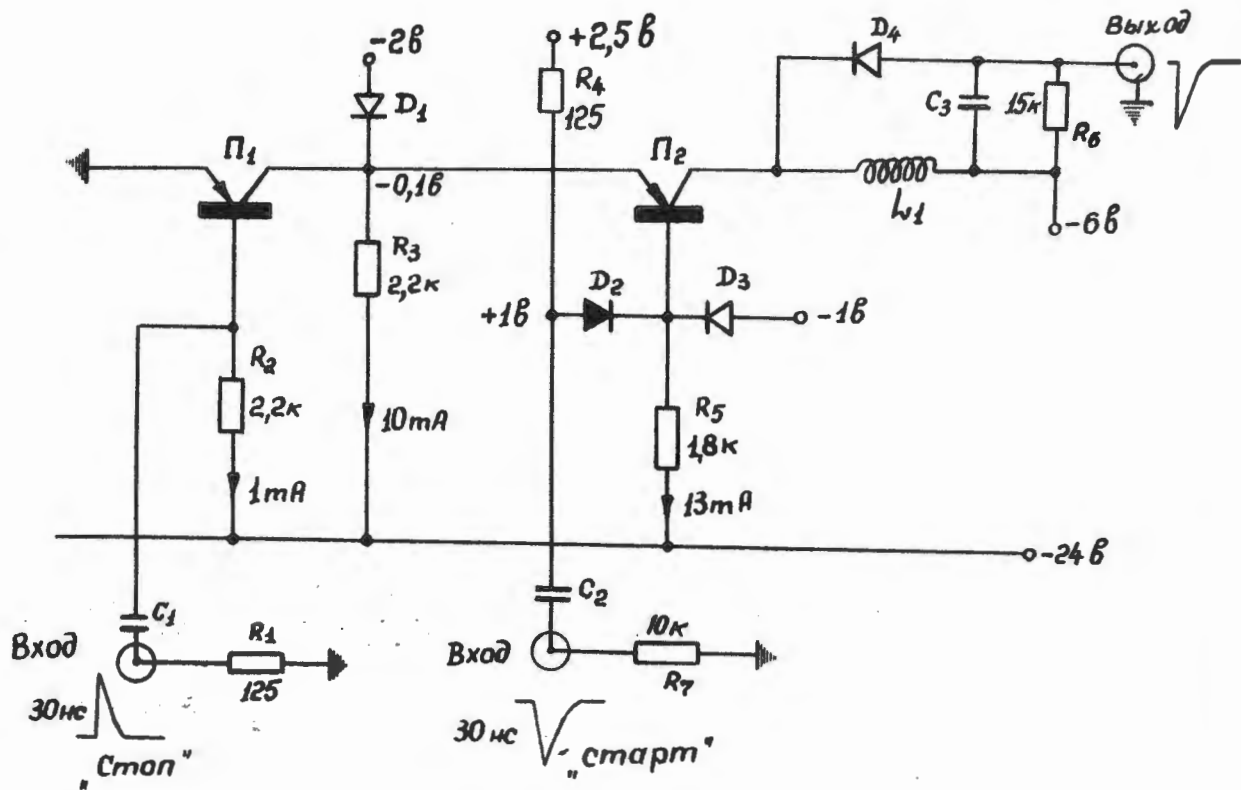


Рис. 10. Время-амплитудный конвертер с применением быстрых переключающих транзисторов и индуктивности.

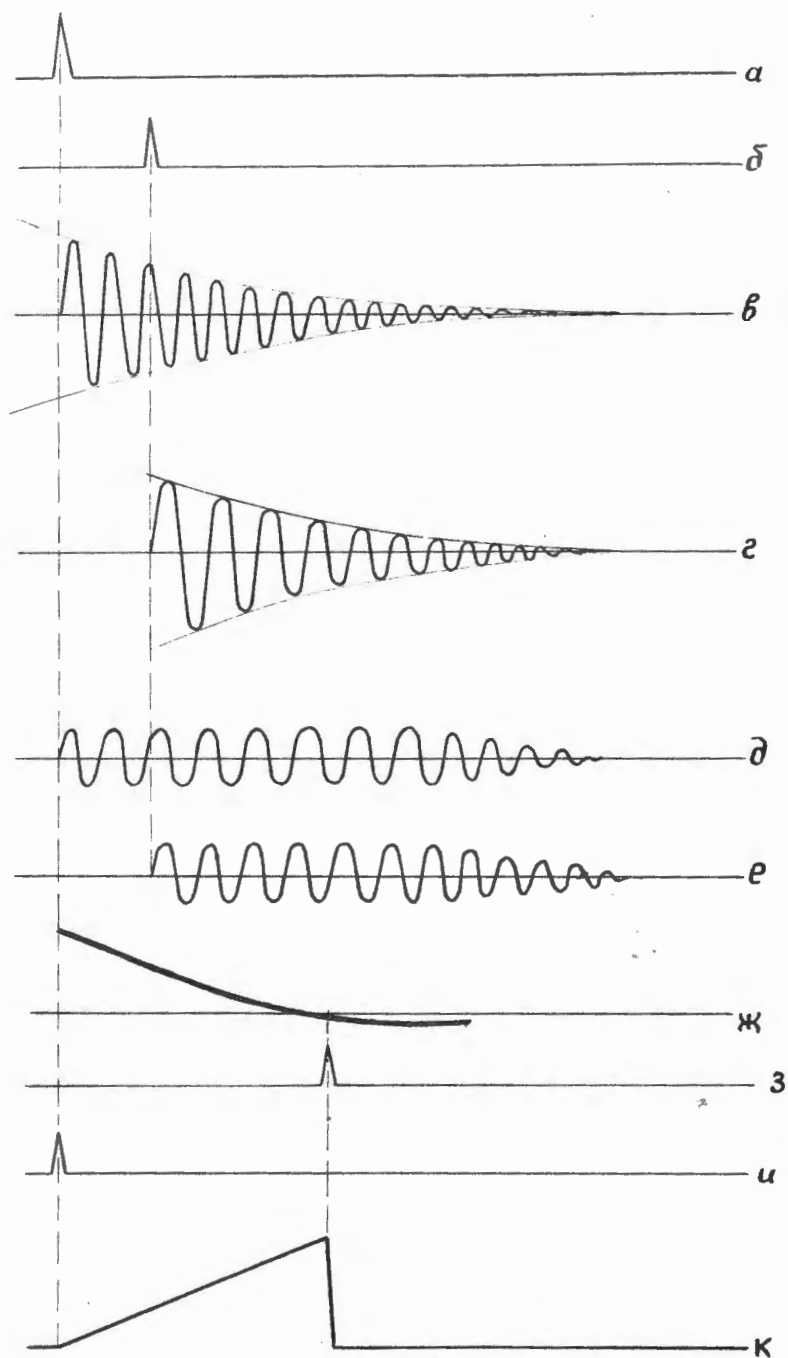


Рис. 11. Карта напряжений, иллюстрирующая работу преобразователя с двумя ударными контурами:

- а, б) входные импульсы, временной интервал между которыми должен быть измерен,
- в, г) напряжение, возникающее на контурах при их возбуждении (масштаб не соблюден),
- д, е) форма напряжений после ограничителей,
- ж) напряжение после смесителя,
- з) импульс конца интегрирования,
- и) импульс начала интегрирования,
- к) выходной импульс после интегратора. Амплитуда этого импульса пропорциональна измеряемому интервалу времени.

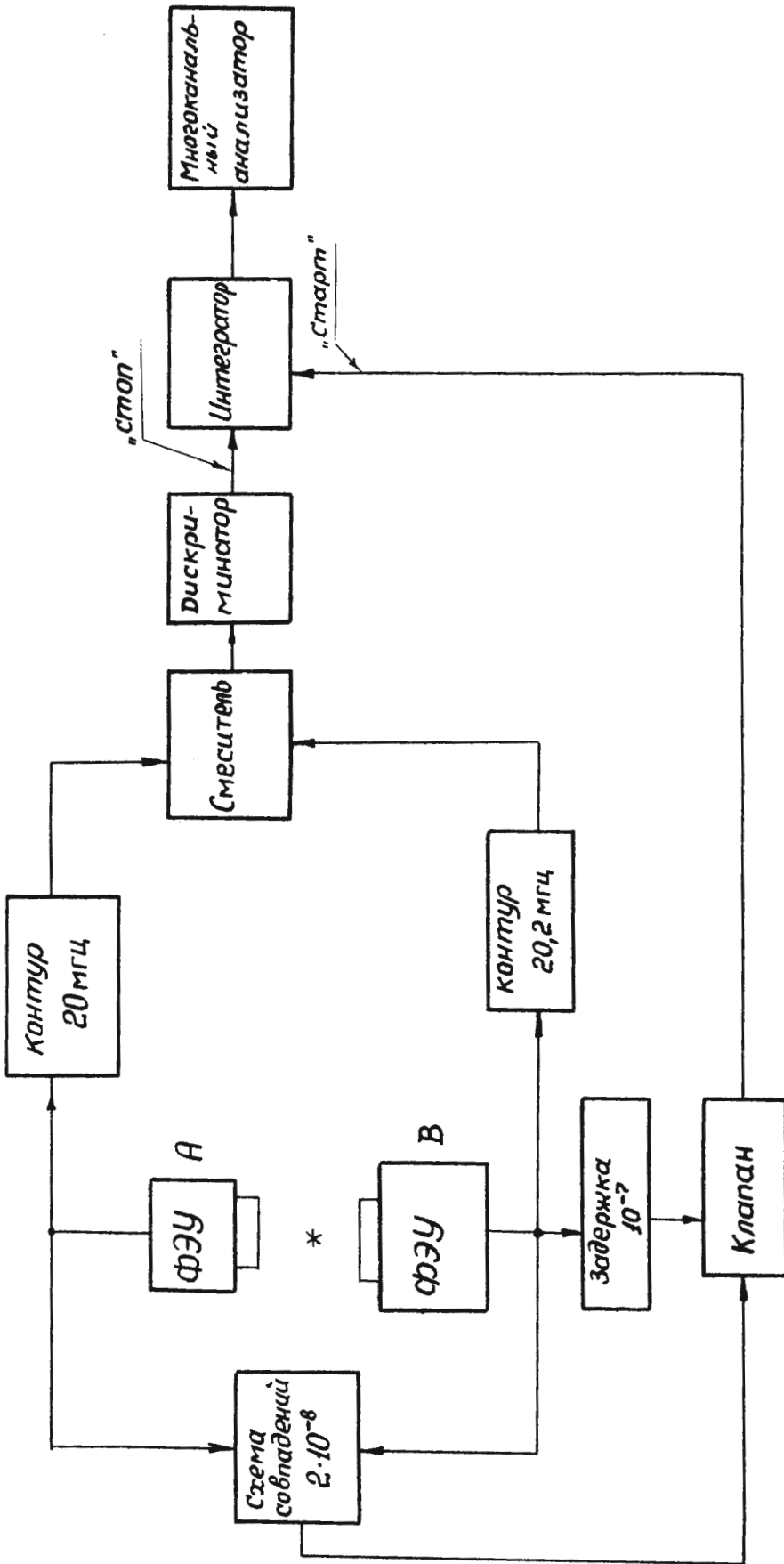


Рис. 12. Блок-схема временного анализатора с преобразователем на двух контурах ударного возбуждения.

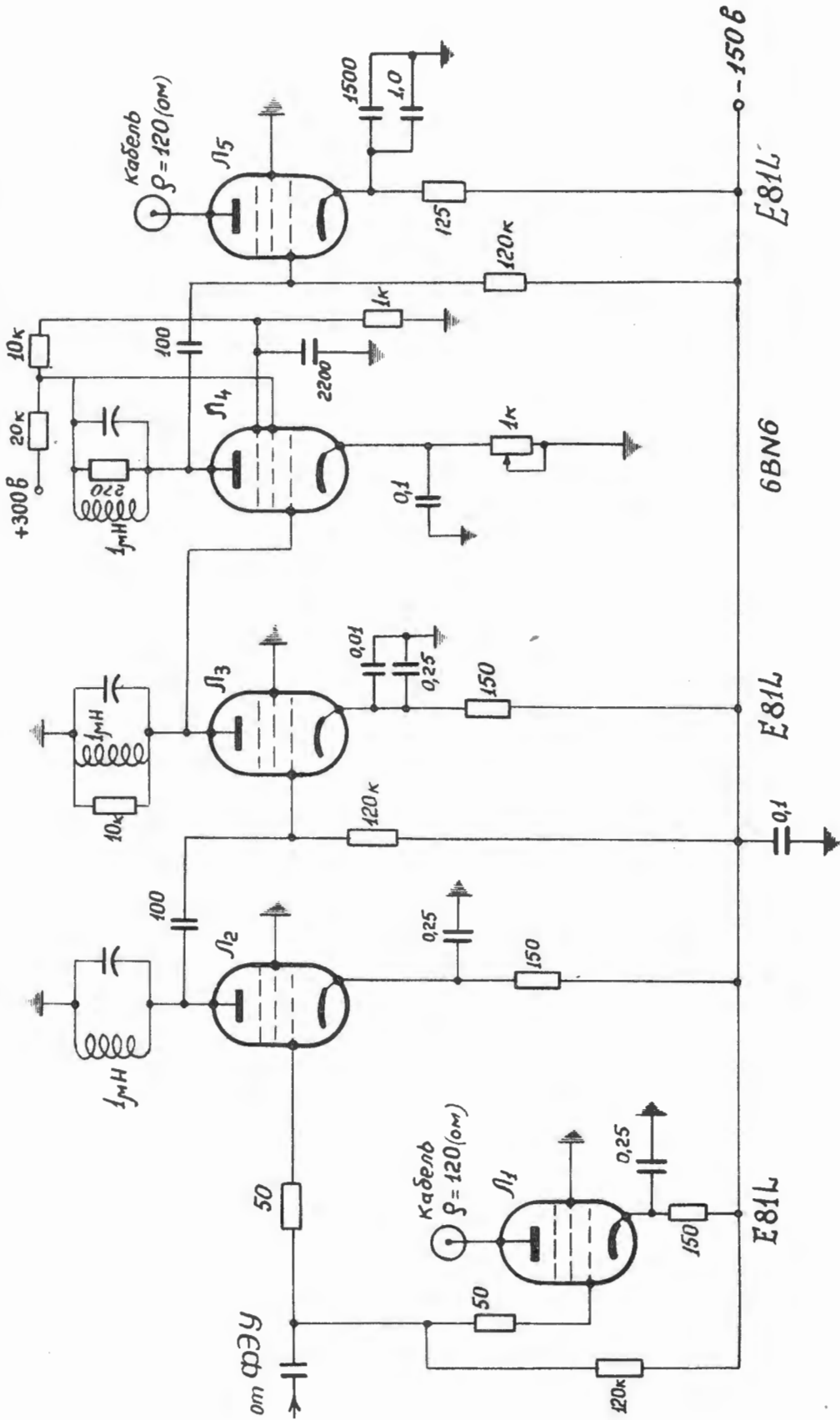


Рис. 13. Схема включения ударных контуров и ограничитель.

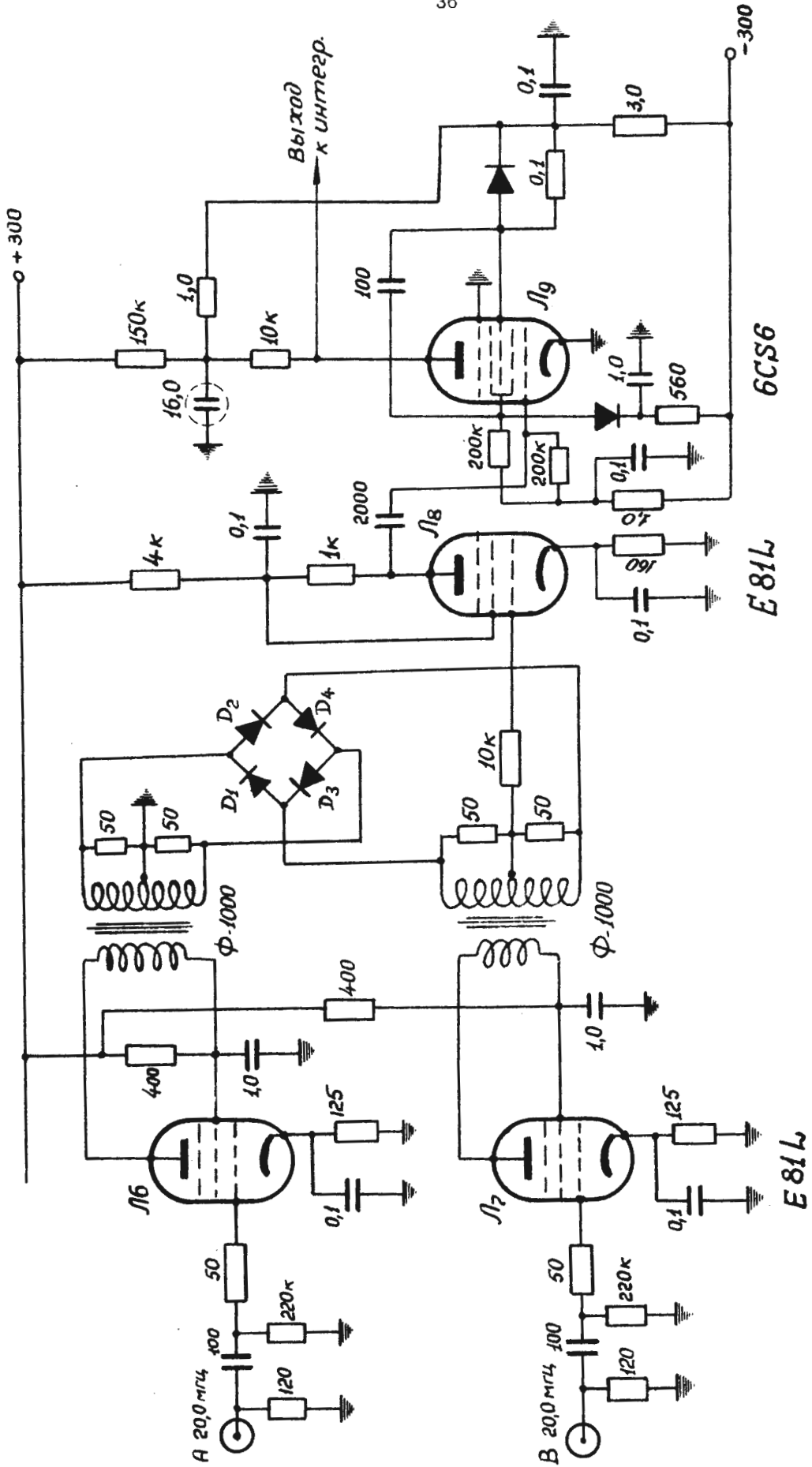
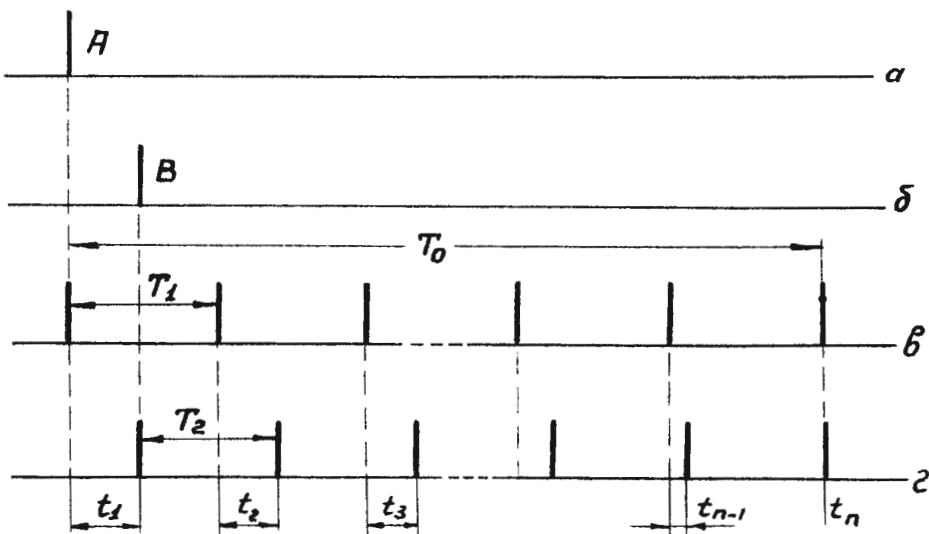
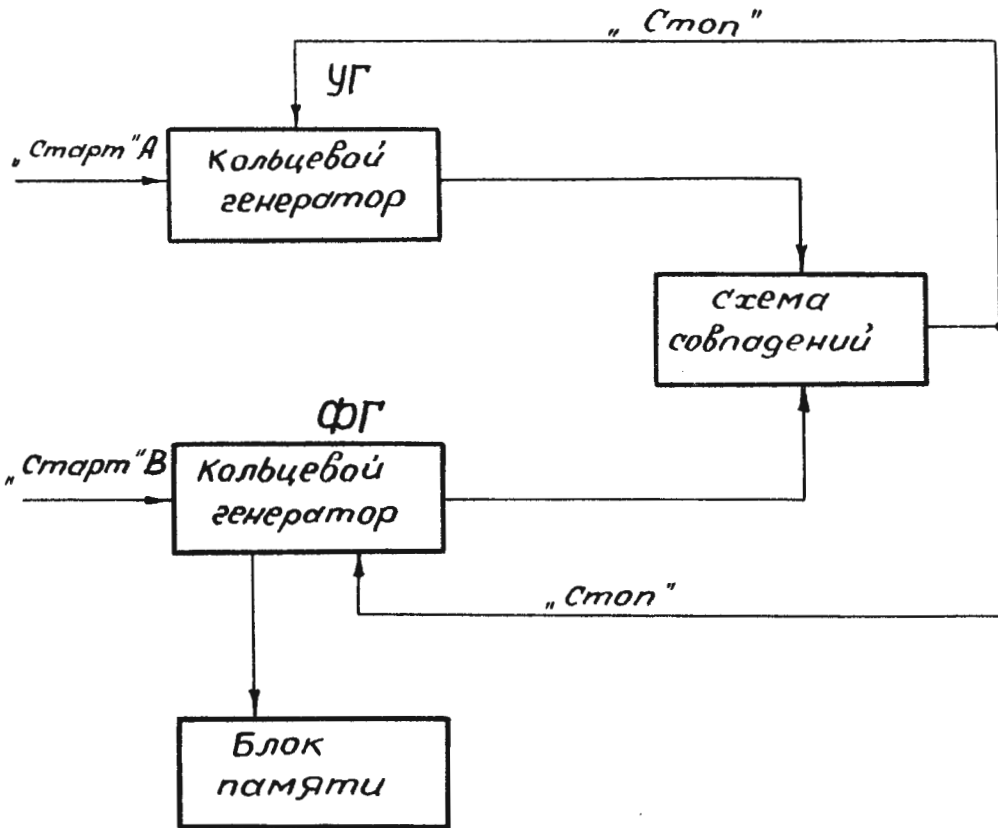
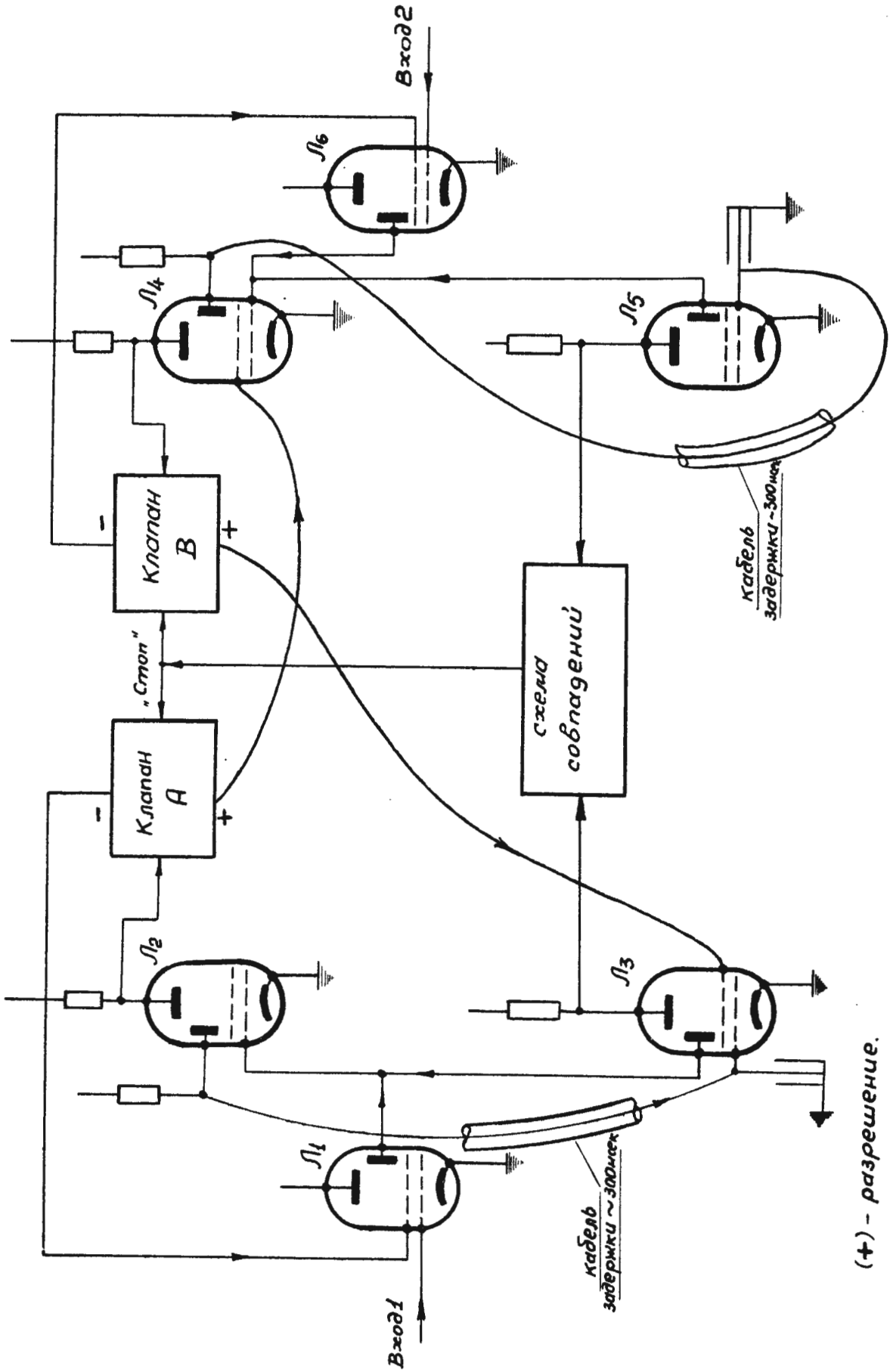


Рис. 14. Схема смесителя и миллидискриминатора. Порог срабатывания дискриминатора имеет величину порядка 1,5 мВ.



$$T_1 - T_2 = \Delta T$$

Рис. 15. Принцип временного нониуса": А, В - входные импульсы, временной интервал между которыми t_1 должен быть измерен; T_1 - период генератора УГ, T_2 - период генератора ФГ, T_0 - преобразованное время, ΔT - "шаг" временного нониуса.



(+) - разрешение.
 (-) - запрещение.

Рис. 16. Условная схема верньер-хронографа.

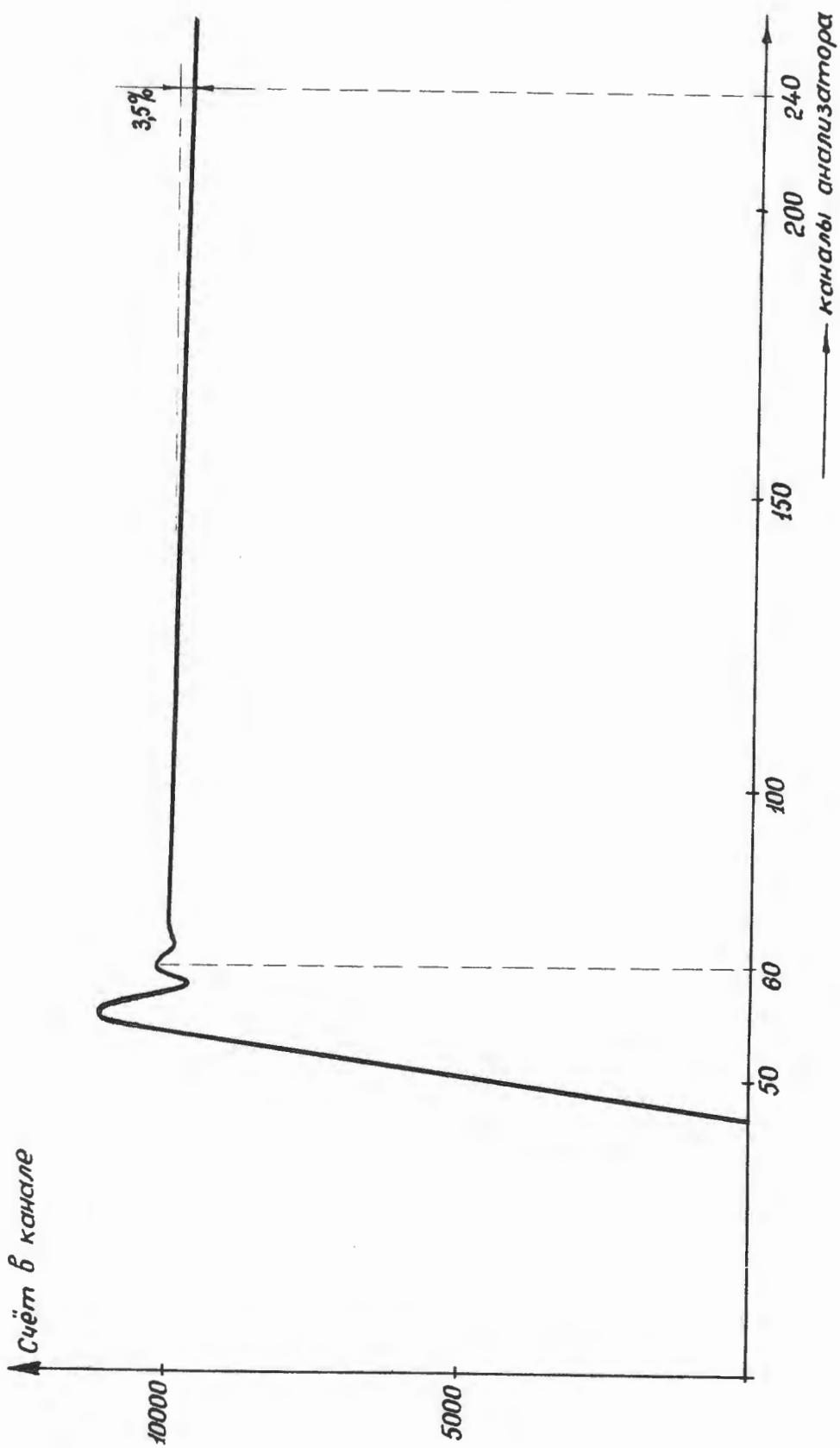


Рис. 17. Характеристика равномерности ширины каналов верньер-хронотрона.

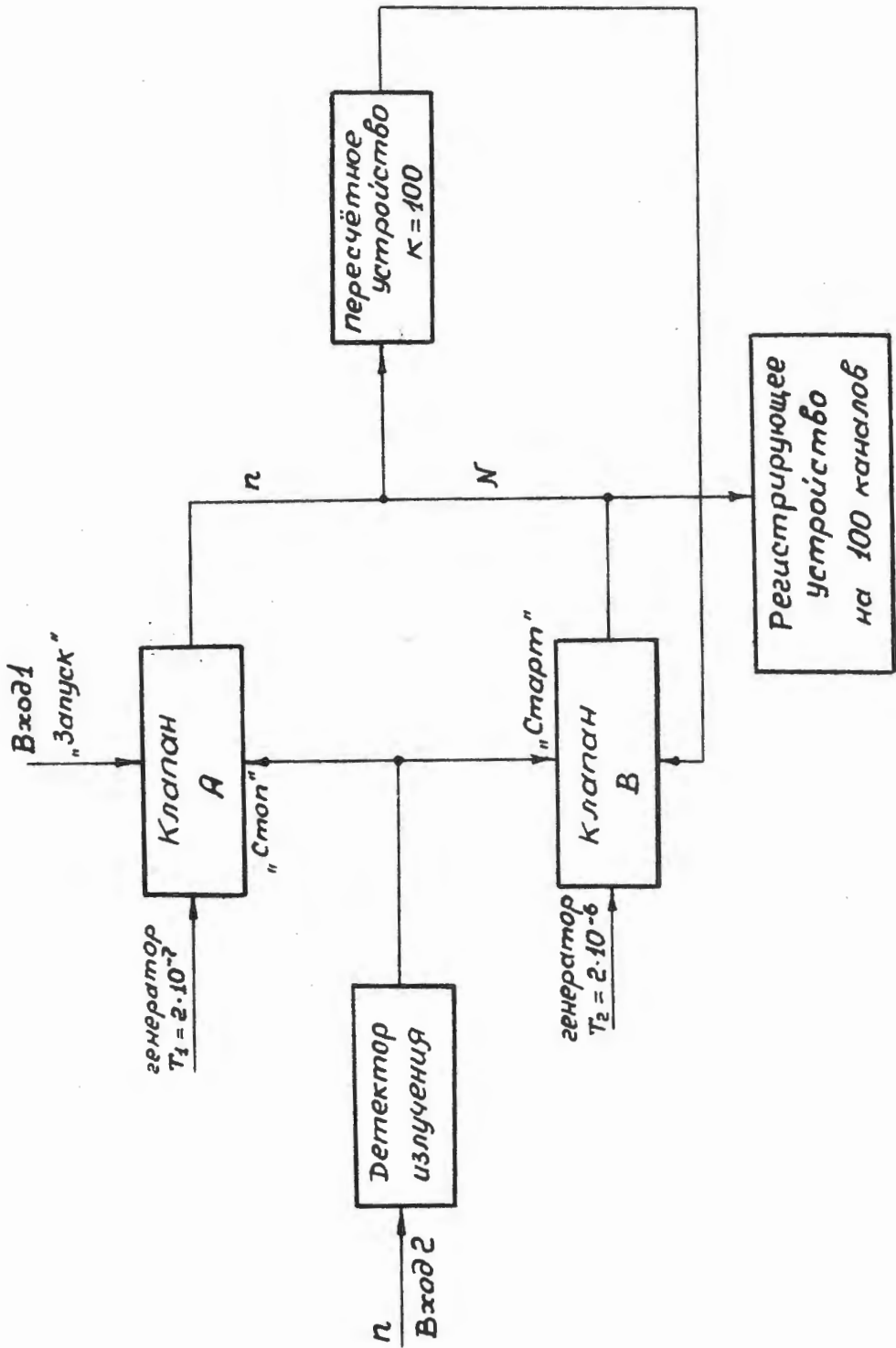


Рис. 18. Блок-схема "временного экспандера".

Л и т е р а т у р а

1. А.В. Куценко. ПТЭ, № 1, 1 (1960).
2. Б.В. Рыбаков, В.А. Сидоров. Спектрометрия быстрых нейтронов. Атомиздат, 1958.
3. Г.Ф. Богданов и др. Атомная энергия, 3, 204 (1957).
4. Bay, Z., Phys. Rev., 83, 242 (1951).
5. Neddermeyer, S.H. Rev. Sci. Instr., 18, N1 (1947).
6. Crismore, R., Parkinson, W. Rev. Sci. Instr., 28, N4 (1957).
7. McLusky, G., Moody, N. Electronic Eng., 24, 330 (1952).
8. Moody, N.F. Electronic Eng. 24, 289 (1952).
9. Neilson, J., James, D. Rev. Sci. Instr., 26, 1018 (1955).
10. Okhuysen, P.L., Bennet, E.W. Rev. Sci. Instr., 26, 61 (1958).
11. Johansson, B. Nuclear Instr., 2, 61 (1958).
12. Gorodetzky, S. Nuclear Instr., 7, 50 (1960).
13. Brotzman, J. Rev. Sci. Instr., 31, 467 (1960).
14. Jones, G., Warren J. Journal Sci. Instr., 33, 429 (1956).
15. Neilson, G., Dawson, W. Rev. Sci. Instr., 30, 963 (1959).
16. Chagron, P.R., Owen, G.E. Rev. Sci. Instr., 26, 1165 (1955).
17. Chase, R., Higinbotham, W. Rev. Sci. Instr., 28, 448 (1957).
18. Jones, G. Journal Sci. Instr., 37, 318 (1960).
19. А.И. Веретенников, В.Я. Аверченков. ПТЭ, № 3, 48 (1958).
20. Culligan, G., Lipman, N. Rev. Sci. Instr., 31, 1209 (1960).
21. Gruhle, W. International Symposium on Nuclear Electronics, 1, Wien, 189 (1959).
22. Cottini, C., Gatti, E. Nuovo Cimento, 4, N6, 1550 (1956).
23. Л.И. Артеменков, М.В. Бабыкин. ПТЭ, № 1, 12 (1960).
24. Cottini, C., Gatti, E. International Symposium on Nuclear Electronics, 1, Wien, 177 (1959).
25. Глебович Г.Ф., Моругин Л.А. Формирование импульсов наносекундной длительности. Сов. радио, 1958.
26. Baron, R.G. Proceedings of the JRE, 45, 92 (1957).
27. Lefevre, H.W., Russel, J., T. Rev. Sci. Instr., 30, N3 (1959).
28. Waters, J.R. Nuclear Instr., 7, 174 (1960).
29. Линева А.Ф. Применение метода временного анализа для изучения фазовых характеристик пучка ускоренных ионов циклотрона, препринт ОИЯИ, Р-722, 1961.
30. Курашов А.А., Линева А.Ф. Атомная энергия, 5, 135 (1958).