

СЭНЧ. 88  
П-248  
ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИНСТИТУТ  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна



13 - 2987

В.Г. Лапшин, В.И. Рыкалин, З. Цисек

ВРЕМЯ-АМПЛИТУДНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ  
НАНОСЕКУНДНОГО ДИАПАЗОНА С КОМПЕНСАЦИЕЙ  
ВЛИЯНИЯ АМПЛИТУДНОГО РАЗБРОСА ВХОДНЫХ  
ИМПУЛЬСОВ

ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ ПРОБЛЕМ

1966

13 - 2987

В.Г. Лапшин, В.И. Рыкалин, З. Цисек

ВРЕМЯ-АМПЛИТУДНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ  
НАНОСЕКУНДНОГО ДИАПАЗОНА С КОМПЕНСАЦИЕЙ  
ВЛИЯНИЯ АМПЛИТУДНОГО РАЗБРОСА ВХОДНЫХ  
ИМПУЛЬСОВ

Объединенный институт  
ядерных исследований  
БИБЛИОТЕКА

4601/0

## В в е д е н и е

В ядерной физике методика эксперимента часто связана с измерением и спектрометрированием коротких временных интервалов, например, при измерении спектра энергий различных частиц по времени пролета, измерении времени жизни позитрона в различных веществах, измерении времени жизни возбужденных состояний ядер, определении временных характеристик фотоумножителей и т.д.

В наносекундной области для спектрометрирования временных интервалов широкое распространение получили временные анализаторы, основанные на линейном преобразовании временных спектров в амплитудные с последующим анализом на многоканальных амплитудных анализаторах. Наиболее часто используются время-амплитудные преобразователи, работающие по принципу "старт-стоп" и по принципу "перекрытия".

Подробный анализ характеристик различных типов время-амплитудных преобразователей дан в обзоре /1/.

Схемное временное разрешение даже сравнительно несложных время-амплитудных преобразователей достигает  $(5 \div 7) \cdot 10^{-12}$  сек; в то же время при работе преобразователей от импульсов сцинтилляционных счетчиков временное разрешение (физическое разрешение) обычно на два порядка хуже. Это связано, в частности, с амплитудным разбросом импульсов, поступающих на входы преобразователей. Импульсы различных амплитуд имеют различную крутизну нарастания фронта и достигают порога чувствительности входных формирователей конвертера в различные моменты времени. Пусть входной импульс имеет амплитуду  $A$ , фронт нарастания  $t_f$ . В первом приближении фронт нарастания можно аппроксимировать прямой (рис. 1), тогда разность времен срабатывания входного формирователя от импульса с амплитудой, равной порогу, и импульса с амплитудой  $A$ , будет равна

$$\Delta t = t_{\phi} \left(1 - \frac{u}{A}\right),$$

(1)

где  $u_n$  - порог преобразователя.

Входной формирователь преобразователя запускается от двух одновременных сигналов с различными амплитудами в разные моменты времени. Если на один вход поступают импульсы с постоянной амплитудой, а на второй приходят импульсы с непрерывным спектром амплитуд, то разброс времени срабатывания второго формирователя составит  $\Delta t = t_{\phi}$ . Для лучших образцов временных фотоумножителей  $t_{\phi}$  лежит в пределах 2-4 нсек, поэтому "плавание" момента срабатывания формирователей вызовет большие изменения выходных сигналов с преобразователя, т.е. значительно ухудшит разрешение схемы.

Понижение порога срабатывания не повысит разрешение, так как крутизна нарастания импульсов в начальном участке уменьшается<sup>/2/</sup>. Кроме того, при уменьшении порога срабатывания значительно увеличивается влияние предимпульсов<sup>/3/</sup> и возрастает загрузка каналов конвертера шумовыми импульсами фотоумножителя и фоновыми импульсами в случае работы на ускорителе.

Для уменьшения влияния амплитудного разброса на временное разрешение в некоторых случаях применяют дифференцирование импульсов с фотоумножителей<sup>/4/</sup>. При этом повышается крутизна продифференцированного импульса, а положение точки пересечения нуля до некоторой степени не зависит от величины амплитуды. Однако для точного установления положения этой точки необходимо понижать порог срабатывания схемы, что приводит, как уже было сказано, к увеличению загрузок и увеличению влияния предимпульсов. Крутизна нарастания импульса при дифференцировании повышается не более, чем в 2 раза<sup>/4/</sup>. Поэтому при конечном пороге чувствительности влияние амплитудного разброса остается. Часто используются дифференциальные дискриминаторы для отбора импульсов с амплитудами, соответствующими "окну" дискриминации. Такой метод дает хорошие результаты, но при этом значительно уменьшается эффективность регистрации. В работах<sup>/5,6,7/</sup> авторы используют компенсацию амплитудного разброса, основанную на смешивании входных сигналов с выходными при соблюдении необходимых соотношений полярностей и амплитуд сигналов. Подобную компенсацию можно осуществить как по одному входу, так и по двум. Однако этот способ требует линейной передачи амплитуд во всем спектре, т.е. фотоумножители должны работать в линейной области. Кроме того, импульсы с выходов фотоумножителей необходимо подавать на смешивание через линейные схемы пропускания, так как в противном случае на работе преобразователей будут сказываться фоновые загрузки фотоумножителей. В данной работе описан время-амплитудный преобразователь, основанный на

новом способе компенсации влияния амплитудного разброса на временное разрешение, и приводятся результаты некоторых измерений, проведенных с помощью этого преобразователя.

#### Принцип компенсации и блок-схема преобразователя

Просмотр большого количества осциллограмм импульсов от сцинтилляционных счетчиков при прохождении через сцинтилляторы заряженных частиц показывает, что передние фронты импульсов с большой точностью можно аппроксимировать прямой линией, наклон которой меняется в зависимости от амплитуд импульсов. На основании этого рассмотрим возможность построения время-амплитудного преобразователя, определяющего интервал времени между началами импульсов от счетчиков и имеющего высокий порог срабатывания для уменьшения влияния фоновых загрузок фотоумножителей и ослабления влияния предимпульсов.

Пусть на рис. 1а), рис. 1б) - фронты импульсов, задающих анализируемый интервал времени. Проведем две прямые  $\eta$  и  $\tau$  параллельно оси времени  $p$ . Из фигуры ABCD легко получить выражения для AB:

$$AB = 2EF - CD + K(2u_1 - u_2), \quad (2)$$

где  $K = \left(\frac{1}{K_a} - \frac{1}{K_b}\right)$ ;  $K_a, K_b$  - крутизны нарастания фронтов импульсов а) и б) соответственно, т.е. тангенсы углов с вершинами в точках А и В.

Допустим, что от уровня  $u_1$  работает время-амплитудный преобразователь 1, а от уровня  $u_2$  - преобразователь 2. В дальнейшем время-амплитудные преобразователи, работающие от различных порогов, будем называть время-амплитудными конвертерами, а всю систему в целом - время-амплитудным преобразователем. Предполагается, что конвертеры имеют выраженные пороговые характеристики. Пороги срабатывания выберем следующим образом  $2u_1 = u_2$ , тогда

$$AB = 2EF - CD. \quad (3)$$

С изменением амплитуд входных сигналов (см. рис. 1) будут изменяться и отрезки EF и CD, которые на конвертерах преобразуются в изменяющиеся амплитуды  $V_1, V_2$  соответственно, но разность  $(2EF - CD)$ , равная AB, будет оставаться постоянной, так как приращения  $EF(\Delta t_{\eta})$  будут в два раза меньше, чем приращения  $CD(\Delta t_{\tau})$ . В амплитудах это запишется:  $V_0 = 2V_1 - V_2$  или

$$\frac{V_0}{2} = V_1 - \frac{V_2}{2}. \quad (4)$$

Таким образом, применяя несложную логику (деление  $V_2$  пополам и последующее сложение с противоположным знаком с  $V_1$ ), можно получить независимую от входных

амплитуд величину, которая соответствует интервалу времени между импульсами. Фактически, описанный принцип является прямым следствием известной геометрической теоремы о средней линии трапеции.

Блок-схема преобразователя приведена на рис. 2. На входы I и II подаются отрицательные импульсы от фотоумножителей, сдвинутые относительно друг друга. Конвертер 1, работающий от порога  $u_1$ , преобразует интервал времени между импульсами в амплитуду  $V_1$ , а конвертер 2, работающий от порога  $u_2$  - в амплитуду  $V_2$ . Затем импульсы с конвертеров складываются на сумматоре 3 по формуле (4). Выходной импульс с сумматора усиливается и поступает на амплитудный анализатор.

#### Принципиальная схема конвертера и сумматора

На рис. 3 приведена принципиальная схема конвертера. Импульсы, поступающие на входы I и II, подаются на одновибраторы ТД<sub>1</sub>, ТД<sub>4</sub>, порог срабатывания которых регулируется сопротивлениями  $R_1$ ,  $R_2$ . Импульсы одновибратора, пройдя нормально открытую диодную цепочку Д<sub>1</sub>, Д<sub>2</sub>, Д<sub>3</sub> (Д<sub>7</sub>, Д<sub>8</sub>, Д<sub>9</sub>), перебрасывают туннельный диод ТД<sub>2</sub> (ТД<sub>3</sub>), работающий в режиме триггера, в другое устойчивое состояние. Обратный сброс триггера осуществляется короткозамкнутыми отрезками кабелей РК-2. На туннельных диодах ТД<sub>2</sub> (ТД<sub>3</sub>) формируются отрицательные прямоугольные импульсы длительностью  $2T_3$ , где  $T_3$  - электрическая длина формирующего кабеля. В течение этого времени влияние одновибратора ТД<sub>1</sub> (ТД<sub>4</sub>) на триггер ТД<sub>2</sub> (ТД<sub>3</sub>) исключается, поскольку диод Д<sub>3</sub> (Д<sub>7</sub>) закрыт. Сформированные импульсы через усилители с общей базой Т<sub>1</sub> (Т<sub>2</sub>) поступают на диодный преобразователь Д<sub>4</sub>, Д<sub>5</sub>, Д<sub>6</sub>. Транзисторы Т<sub>1</sub>, Т<sub>2</sub> позволяют исключить взаимное влияние триггеров ТД<sub>2</sub>, ТД<sub>3</sub> друг на друга.

Рассмотрим работу диодного преобразователя. В исходном состоянии диоды Д<sub>4</sub>, Д<sub>6</sub> открыты. Диод Д<sub>5</sub> закрыт, так как его характеристика смещена относительно характеристики диодов Д<sub>4</sub>, Д<sub>6</sub> вправо. (Д<sub>4</sub>, Д<sub>6</sub> - германиевые диоды, Д<sub>5</sub> - кремниевый диод). При поступлении только одного сформированного импульса с Т<sub>1</sub> (Т<sub>2</sub>) закрывается соответствующий диод Д<sub>4</sub> (Д<sub>6</sub>), но поскольку второй диод проводит, диод Д<sub>5</sub> остается закрытым. При одновременном поступлении прямоугольных импульсов диоды Д<sub>4</sub>, Д<sub>6</sub> закрываются на время перекрытия импульсов, а диод Д<sub>5</sub> открывается. Емкость  $C_0$  начинает линейно заряжаться с постоянной  $R_0 C_0$ , где  $R \cong R' \cdot R'' / (R' + R'')$ . Для линейного преобразования интервала времени в амплитуду необходимо, чтобы постоянная  $R_0 C_0$  была много больше преобразуемого интервала.

В рассматриваемом время-амплитудном преобразователе, как указывалось выше, использовались два аналогичных конвертера с различными порогами срабатывания.

Сигналы с  $R_0 C_0$  цепочек конвертеров подавались на дифференциальный усилитель (Т<sub>4</sub>Т<sub>5</sub>), принципиальная схема которого показана на рис. 4. На вход В поступает сигнал с конвертера, работающего от порога  $u_2$ ; на вход А - с конвертера, работающего от порога  $u_1$ . С переменного сопротивления  $R_1$ , стоящего в эмиттере транзистора Т<sub>3</sub>, необходимая для оптимальной компенсации часть сигнала подается на базу транзистора Т<sub>4</sub>; а на базу транзистора Т<sub>5</sub> через аналогичный эмиттерный повторитель подается полный сигнал с конвертера, работающего от порога  $u_1$ . На дифференциальном усилителе Т<sub>4</sub>, Т<sub>5</sub> осуществляется вычитание сигналов, а их разность через эмиттерный повторитель Т<sub>7</sub> подается на усилитель УИС-2 и далее поступает на 256-канальный амплитудный анализатор.

В схеме конвертера и дифференциального усилителя применены высокочастотные германиевые транзисторы Т<sub>1</sub> - Т<sub>7</sub>, импульсные диоды типа 2Д503Б (Д<sub>1</sub>, Д<sub>2</sub>, Д<sub>3</sub>, Д<sub>5</sub>, Д<sub>7</sub>, Д<sub>8</sub>, Д<sub>9</sub>), Д18 (Д<sub>4</sub>, Д<sub>6</sub>), туннельные диоды типа ЗИ301Г,  $L_1 = L_2 = 0,8$  мкГн.

#### Основные характеристики преобразователя

Основные характеристики преобразователя определялись при работе от электрических импульсов с передними фронтами  $t_f = 4$  нсек.

Рабочий диапазон преобразователя по перекрытию лежит в пределах 4-30 нсек. Однако верхнюю границу при необходимости можно увеличить, удлив кабелл формирования и увеличив емкость С. Интегральная линейность преобразователя приводится на рис. 5. На рис. 6 показано изменение выходного сигнала преобразователя с использованием компенсации и без компенсации от амплитуды входных импульсов. Схемное разрешение преобразователя лучше 20 псек.

#### Схема управления

Необходимым условием правильной работы преобразователя является превышение входными импульсами нижнего и верхнего порогов. Если входной импульс превышает только нижний порог  $u_1$ , то на выходе сумматора появляется сигнал с двойной амплитудой, так как в этом случае не вычитается сигнал с конвертера, работающего от верхнего порога  $u_2$ . Поэтому при значительном амплитудном разбросе входных импульсов нужно отбирать те импульсы, амплитуда которых превышает верхний порог срабатывания преобразователя. Для этого была разработана схема управления, представленная на рис. 7. Импульсы с выхода схемы управления подаются на вход управления анализатора, так что анализ производится только при совпадении анализируемого импульса с импульсом управления. Схема состоит из двух дифференциальных дискри-

минаторов, сигналы с которых поступают на элемент отбора совпадений. Входные импульсы, задержанные с помощью коаксиальных кабелей, подаются на входы С, D схемы управления и через эмиттерные повторители  $T_1, T_2$  поступают на дискриминаторы  $D_1, TD_1, D_3, TD_4$ . Импульс с одновибратора  $TD_4$  запускает триггер на  $TD_3$ , который формирует отрицательный прямоугольный импульс, длительность которого задается длиной короткозамкнутого кабеля РК-2. Длительность этого импульса определяет рабочий диапазон преобразователя по управлению. На одновибраторе  $TD_1$  формируется импульс длительностью  $t_a = 8$  нсек. Режим работы одновибратора на  $TD_2$  выбирается таким образом, чтобы он срабатывал от суммы импульсов тока с одновибратора  $TD_1$  и триггера  $TD_3$ . Импульсы с  $TD_2$  поступают на усилительный каскад, выполненный на двух транзисторах  $T_3, T_4$ . Сигнал управления появится только тогда, когда импульс с  $TD_3$  придет раньше, чем импульс с  $TD_2$ , т.е. используется только одна рабочая ветвь конвертера и, следовательно, уменьшается число случайных совпадений. Легко видеть, что если на входы I или II поступит импульс с амплитудой, превышающей верхний порог срабатывания дифференциальных дискриминаторов, который задается сопротивлением  $R_2$ , то на коллекторах транзисторов  $T_6, T_7$  появится сигнал запрета, который не позволит сработать туннельным диодам  $TD_2, TD_4$ . При этом сигнал управления не появится. Сигнал управления появится только в заданном интервале амплитуд, который выбирается верхним и нижним порогами дискриминатора. Параметры импульса управления таковы: амплитуда  $A = 18$  в, длительность  $t_u = 80$  нсек. В схеме управления использовались высокочастотные германиевые транзисторы, импульсные диоды типа Д-18, туннельные диоды типа ЗИ301Г.

#### Исследование временных характеристик фотоумножителей

Методика исследования временного разрешения фотоумножителей, использованная в этой работе, аналогична описанной в работе <sup>/3/</sup>. Блок-схема измерительной установки для определения собственного разрешения фотоумножителей показана на рис. 8. В качестве источника света использовался полупроводниковый источник света из фосфида галлия <sup>/8/</sup>, запускаемый электрическим импульсом с частотой следования 50 Гц и длительностью 2 нсек по основанию. Собственные фронты источника света не превышают 1 нсек, что следует из работы <sup>/9/</sup>. Интенсивность света, падающего на фотокатод, регулировалась диафрагмой. Временные характеристики фотоумножителей исследовались при световых импульсах, выбиваемых из фотокатода 200 и 70 фотоэлектронов. Амплитудный разброс, соответствующий этим импульсам, составляет 17 и 28% (ширины распределения амплитуд на полувысоте).

Согласно литературным данным, выбивание 200 фотоэлектронов примерно соответствует потере электроном энергии в 1 Мэв в пластмассовом сцинтилляторе при опти-

мальном светосборе и заведомо меньше, чем количество фотоэлектронов, выбиваемых при потере 1 Мэв в стильбене <sup>/2/</sup>. При исследовании фотоумножителей освещалась только центральная часть фотокатода диаметром 20 мм. Для каждого фотоумножителя подбирался свой делитель. Критериями правильности подбора делителей являлись, как и в работе <sup>/3/</sup>, максимальная амплитуда и минимальная длительность фронта нарастающего импульса. Было измерено временное разрешение фотоумножителей K14FS50, 56AVP, ФЭУ30. На рис. 9 и 10 приведены зависимости разрешения (ширины на полувысоте кривых совпадений 2) от напряжения на фотоумножителях K14FS50 и 56AVP. Кривые 1, 2 сняты без компенсации. Можно считать, что по форме они аналогичны кривым, полученным в работе <sup>/3/</sup>. Ухудшение разрешения при уменьшении напряжения на ФЭУ связано с влиянием амплитудного разброса на временное разрешение, а при увеличении напряжения - с уменьшением крутизны нарастания импульса (конвертер срабатывает от начального участка фронта импульса) и с влиянием предимпульсов. При использовании компенсации влияние амплитудного разброса значительно подавляется, что видно из кривых 1', 2'.

На рис. 11, 12 приведены кривые собственного разрешения фотоумножителей K14FS50 и 56AVP при амплитудном разбросе  $\sigma_A = 17\%$  в оптимальных точках по напряжению на фотоумножителях.

При увеличении интенсивности светового импульса временное разрешение улучшается и при выбивании из фотокатода ФЭУ K14FS50 600 фотоэлектронов ( $\sigma_A = 10\%$ ) временное разрешение составляет 60 псек. Кривые временного разрешения от двух ФЭУ K14FS50 при выбивании из фотокатодов по 45 фотоэлектронов ( $\sigma_A = 35\%$ ) с компенсацией и без компенсации приведены на рис. 13. Из приведенных кривых видно, что для двух ФЭУ K14FS50 временное разрешение ( $2\tau$ ) составляет 0,2 нсек.

Использование время-амплитудного преобразователя с компенсацией влияния разброса амплитуд позволяет определять собственные временные разрешения фотоумножителей более точно, чем в работе <sup>/3/</sup>, причем в значительной степени ослабляется зависимость получаемых результатов как от разброса амплитуд, так и от длительности переднего фронта импульсов с фотоумножителей.

Результаты данной работы, как и результаты работы <sup>/3/</sup>, показывают, что фотоумножители K14FS50 имеют более высокое временное разрешение, чем фотоумножители 56AVP (для K14FS50  $2\tau = 0,11$  нсек, а для 56AVP  $2\tau = 0,14$  сек при  $\sigma_A = 17\%$ ). Для ФЭУ 30 при тех же условиях временное разрешение  $2\tau = 0,2$  нсек. Абсолютные значения временного разрешения, полученные в данной работе и работе <sup>/3/</sup>, трудно сравнивать, так как неизвестна точно форма используемых световых импульсов <sup>/10/</sup>.

Временные измерения при работе время-амплитудного преобразователя

от сцинтилляционных счетчиков

С помощью преобразователя была измерена кривая временного разрешения при регистрации сцинтилляционными счетчиками мгновенных  $\gamma$ - $\gamma$ -совпадений от  $Co^{60}$ . На рис. 14 приведены гистограммы временного разрешения при 80% амплитудных "окнах" по каждому входу преобразователя. В сцинтилляционных счетчиках использовались пластмассовые сцинтилляторы размерами 20x20x20 мм. Кривая временного разрешения при работе конвертера от двух сцинтилляционных счетчиков была также измерена на пучке  $\pi$ -мезонов синхроциклотрона Объединенного института ядерных исследований. Блок-схема измерительной установки представлена на рис. 15. Пучок  $\pi$ -мезонов с энергией 70 Мэв после коллиматора К проходил через систему счетчиков  $C_1, C_2, C_3, C_4$ . В сцинтилляционных счетчиках использовались пластмассовые сцинтилляторы размерами 100x100x10 мм в счетчиках  $C_1, C_4$  и 30x30x30 мм в счетчиках  $C_2, C_3$ .

Импульсы от  $C_1, C_2, C_4$  подавались на тройную схему совпадений, выходные импульсы которой запускали линейные схемы пропускания 2, 3.

С выхода схем пропускания импульсы поступали на время-амплитудный преобразователь и схему управления. На рис. 15 приведены кривые временного разрешения при расположении счетчиков  $C_2, C_3$  вплотную друг к другу ( $\ell = 0$ ) в случае использования компенсации и без нее.

В заключение авторы пользуются случаем поблагодарить В.В. Мойсееву и В.И. Петрухина за помощь в измерениях, И.Ф. Колпакова за консультации по применению разработанной им линейной схемы пропускания и А.Г. Морозова, любезно предоставившего фотоумножителя K14 FS50.

Л и т е р а т у р а

1. М.Н. Дражев, Препринт ОИЯИ Р-1097, Дубна 1965.
2. A. G. Hуman and R. M. Schwarcz. Rev. Sci. Instr., 35, 393 (1964).
3. Материалы 1 симпозиума по ядерной радиоэлектронике 14-19 октября 1963г. Дубна 1964.
4. A. E. Bjerke, Q. A. Kerns and T. A. Nunamaker. Nucl. Instr. and Meth., 15, (1962) 249.
5. A. Schwarzschild. Nucl. Instr. and Meth., 21, 1 (1963).

6. J. L. Rodda, J. E. Griffin and M. G. Stewart. Nucl. Instr. and Meth., 23, 137 (1963).

7. А. Адам, Г. Палла, П. Квинтер. ПТЭ № 4, 49 (1964).

8. В.И. Рыкалия, Т.Г. Кмита, И.В. Рыжиков, И.А. Новоселова. Препринт ОИЯИ 2486, Дубна 1965.

9. В.Г. Лапшин, М.Н. Омельяно, И.В. Рыжиков, В.И. Рыкалия. ПТЭ, № 1, 149 (1966).

Рукопись поступила в издательский отдел  
19 октября 1966 г.

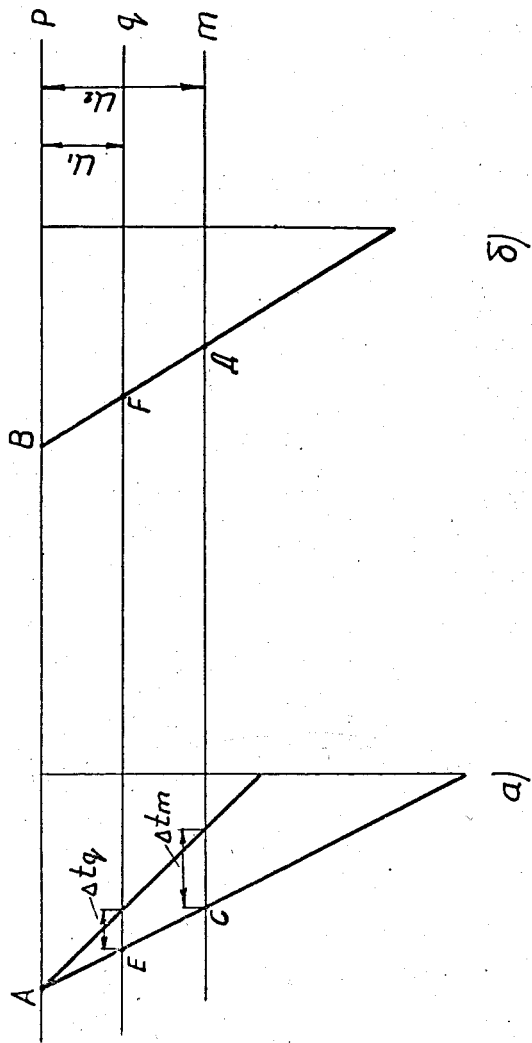


Рис. 1. Фронты анализируемых импульсов.

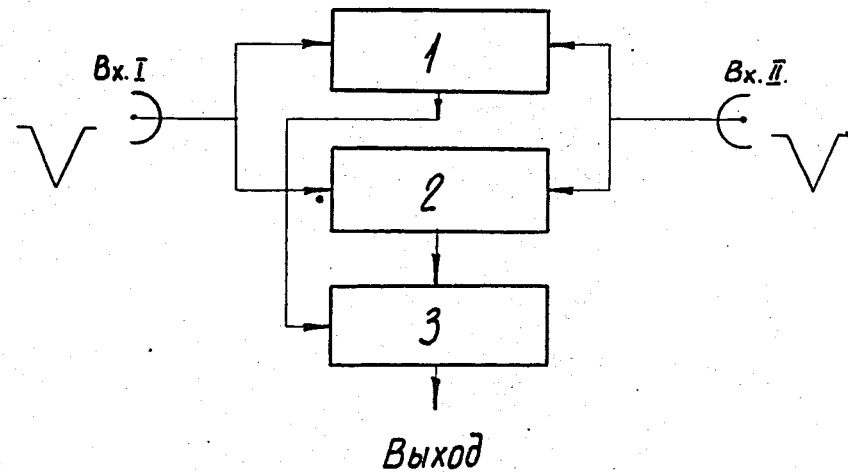


Рис. 2. Блок-схема время-амплитудного преобразователя. 1, 2 - конвертеры, работающие от порогов  $u_1, u_2$  соответственно, 3 - сумматор.



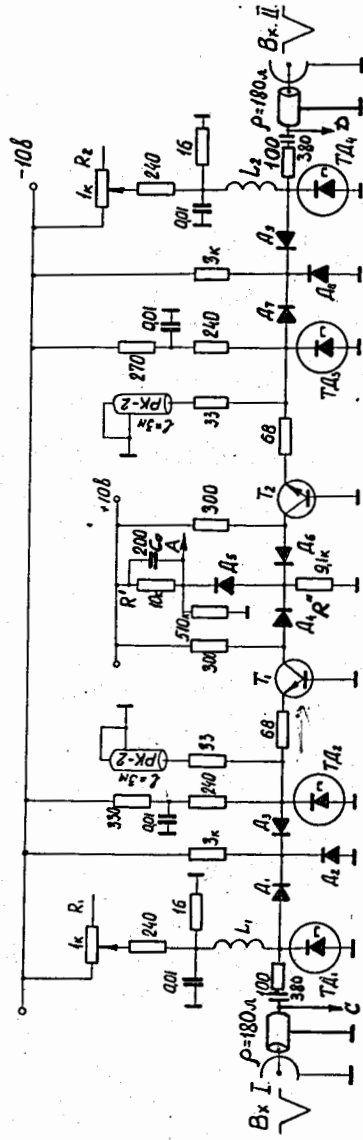


Рис. 3. Принципиальная схема конвертера.

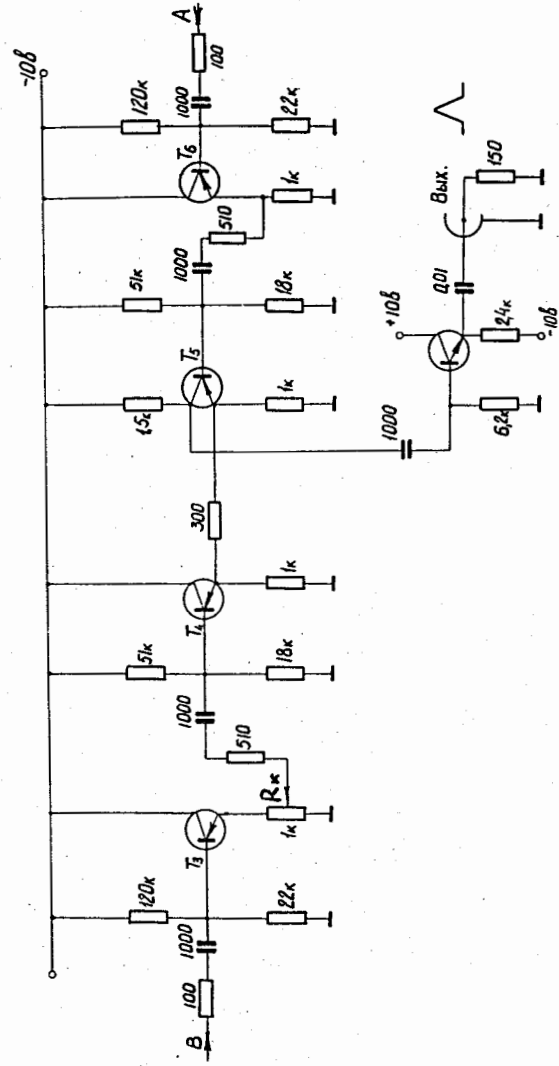


Рис. 4. Принципиальная схема дифференциального усилителя (сумматора).

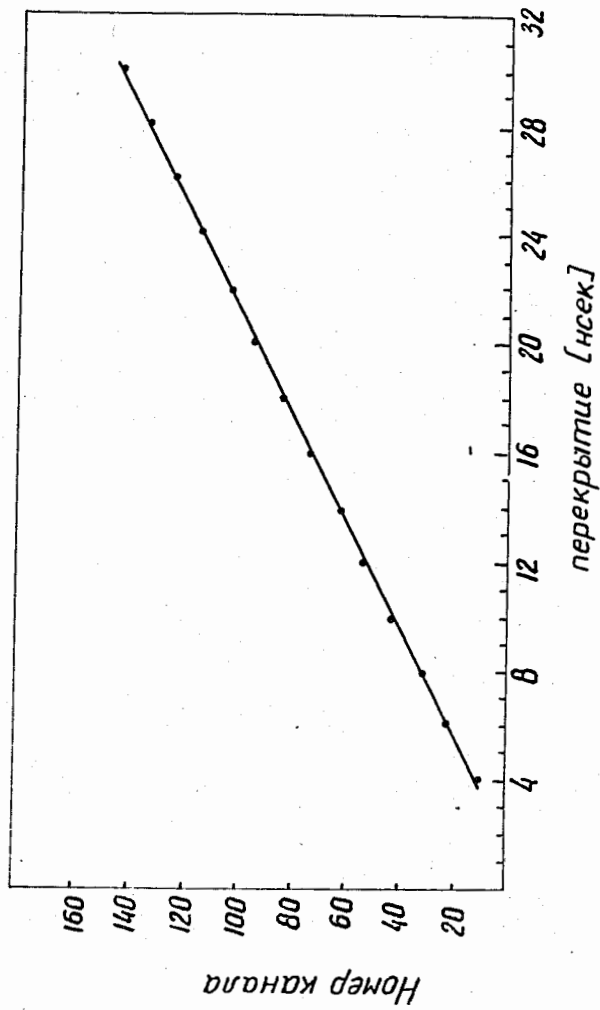


Рис. 5. Изменение выходного сигнала время-амплитудного преобразователя в зависимости от перекрытия.

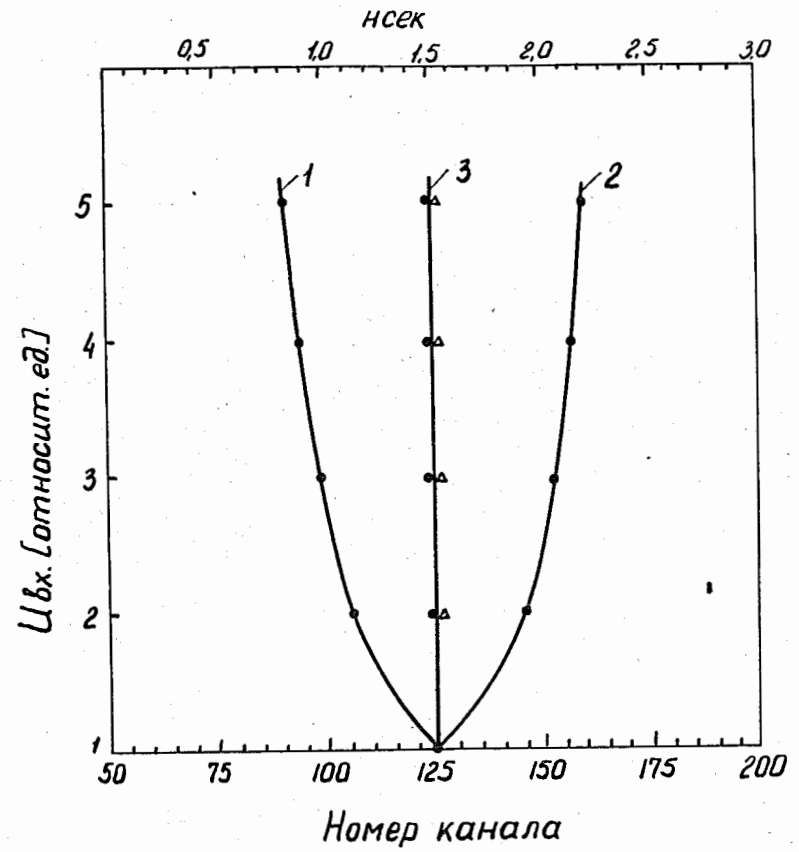


Рис. 6. Зависимость выходного сигнала время-амплитудного преобразователя от амплитуды входных импульсов. 1, 2 - при изменении амплитуд импульсов соответственно по входам. Вх. I, Вх. II - без компенсации, 3 - при изменении амплитуд импульсов по Вх. I, Вх. II с компенсацией.

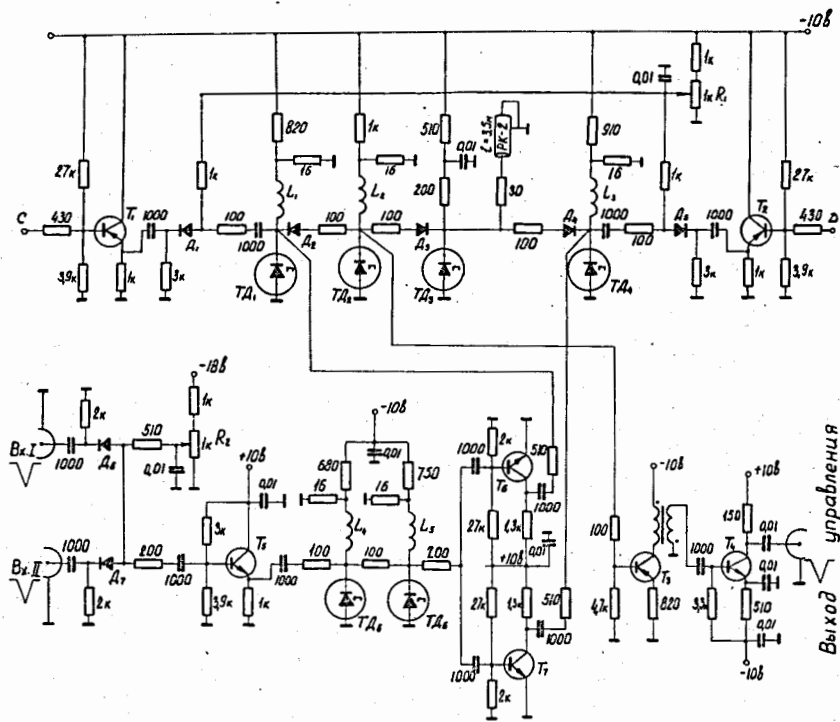


Рис. 7. Принципиальная схема управления.

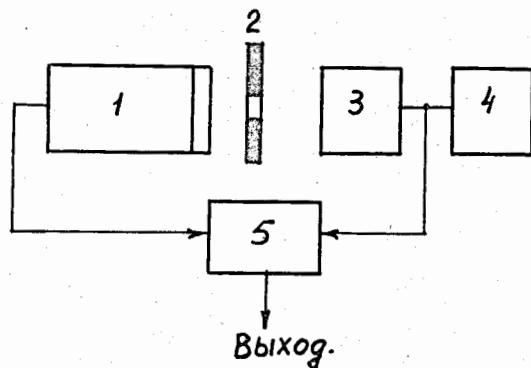


Рис. 8. Блок-схема установки для определения "собственного" временного разрешения фотоумножителей. 1 - исследуемый ФЭУ, 2 - диафрагма, 3 - импульсный источник света, 4 - генератор электрических импульсов, 5 - время-амплитудный преобразователь.

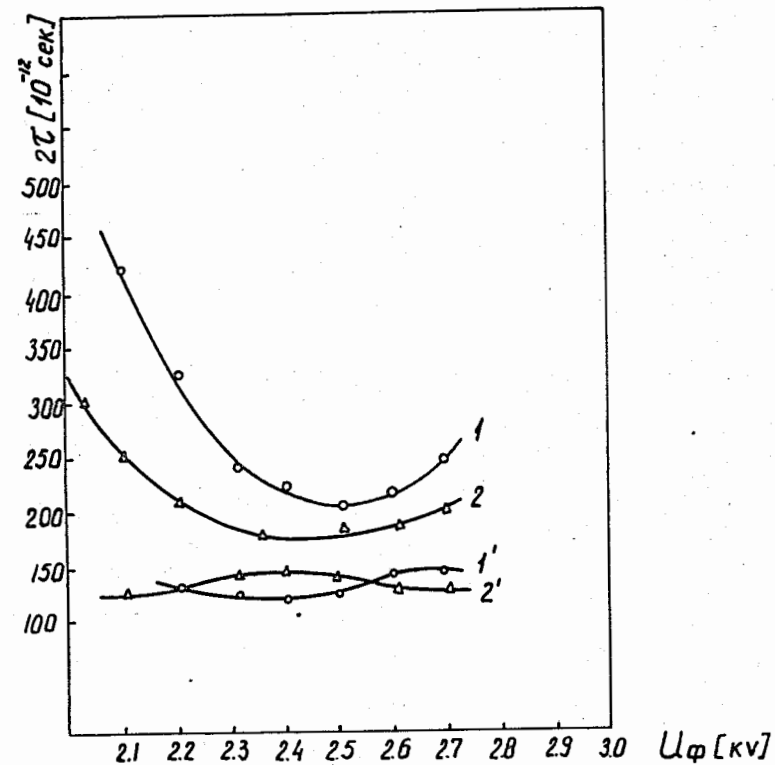


Рис. 9. Зависимость ширины кривой разрешения на полувысоте от напряжения на двух экземплярах ФЭУ типа K14FS50 при  $\delta_A = 17\%$ . 1, 2 - без компенсации, 1', 2' - с компенсацией.

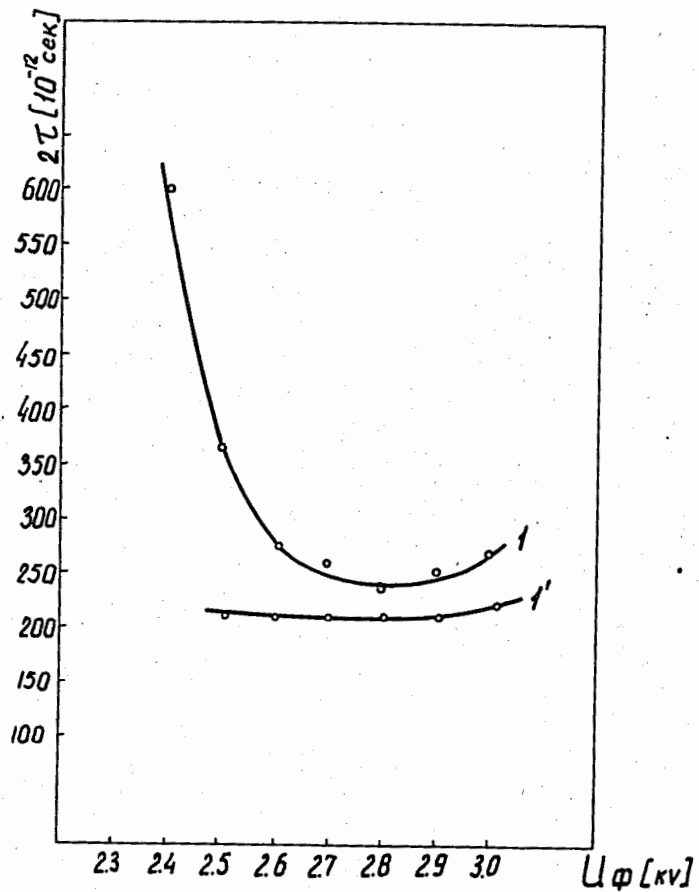


Рис. 10. Зависимость ширины кривой разрешения на полувысоте от напряжения на ФЭУ 56AVP при  $\delta_A = 28\%$ . 1 - без компенсации, 1' - с компенсацией.

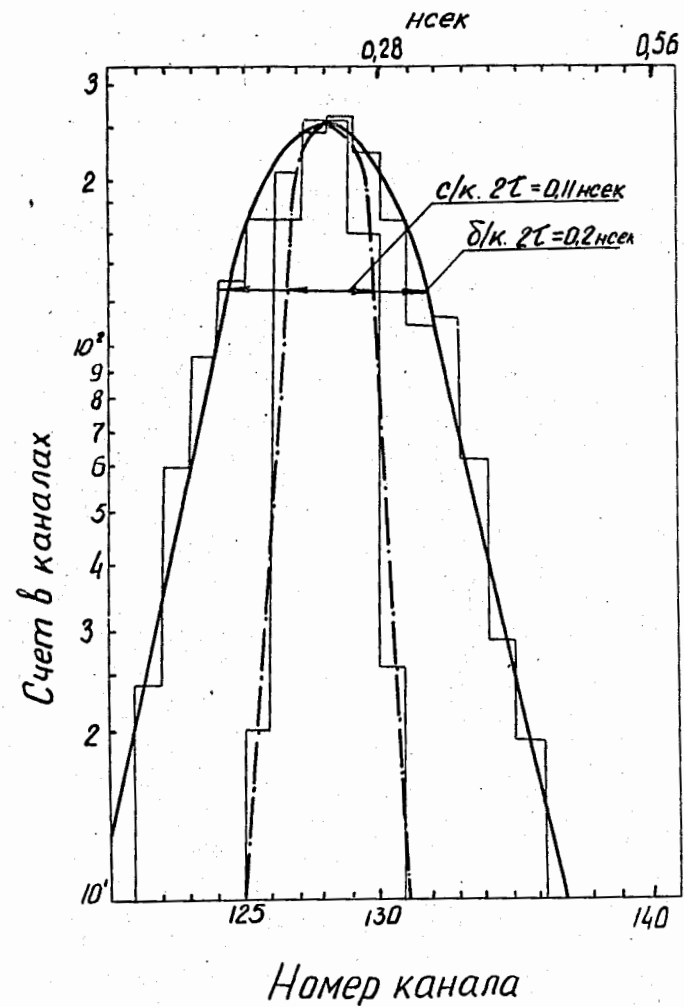


Рис. 11. Кривые временного разрешения одного ФЭУ типа K14FS50, полученные при использовании компенсации (с/к) и без компенсации (б/к);  $\delta_A = 17\%$ .

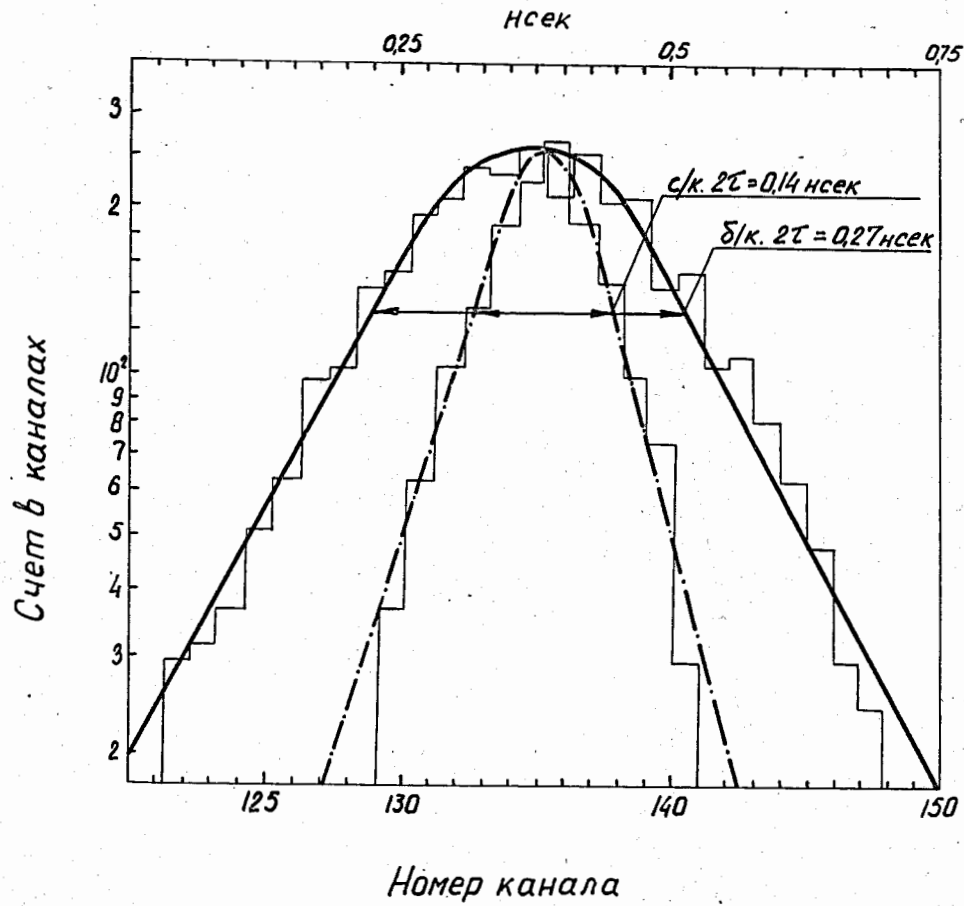


Рис. 12. Кривые временного разрешения одного ФЭУ типа 58 AVP, полученные при использовании компенсации (с/к) и без компенсации (б/к);  $\delta_A = 17\%$ .

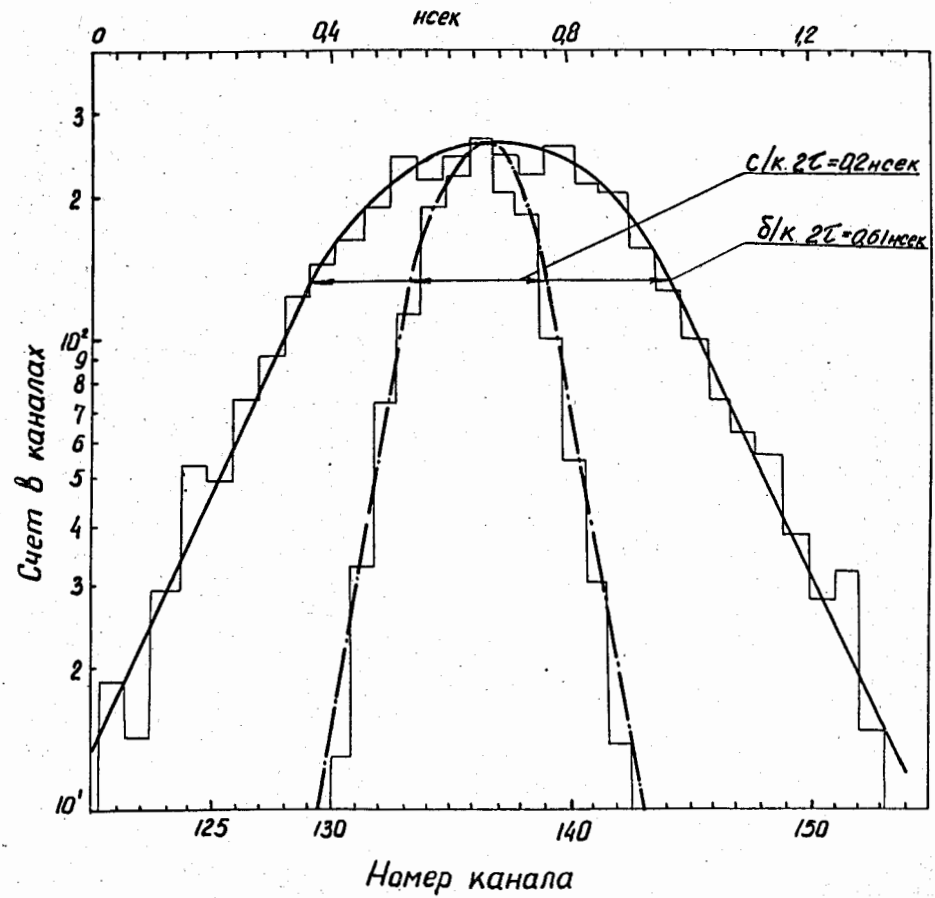


Рис. 13. Кривые временного разрешения двух ФЭУ типа K14 FS50 при использовании компенсации (с/к) и без компенсации (б/к)  $\delta_A = 35\%$ .

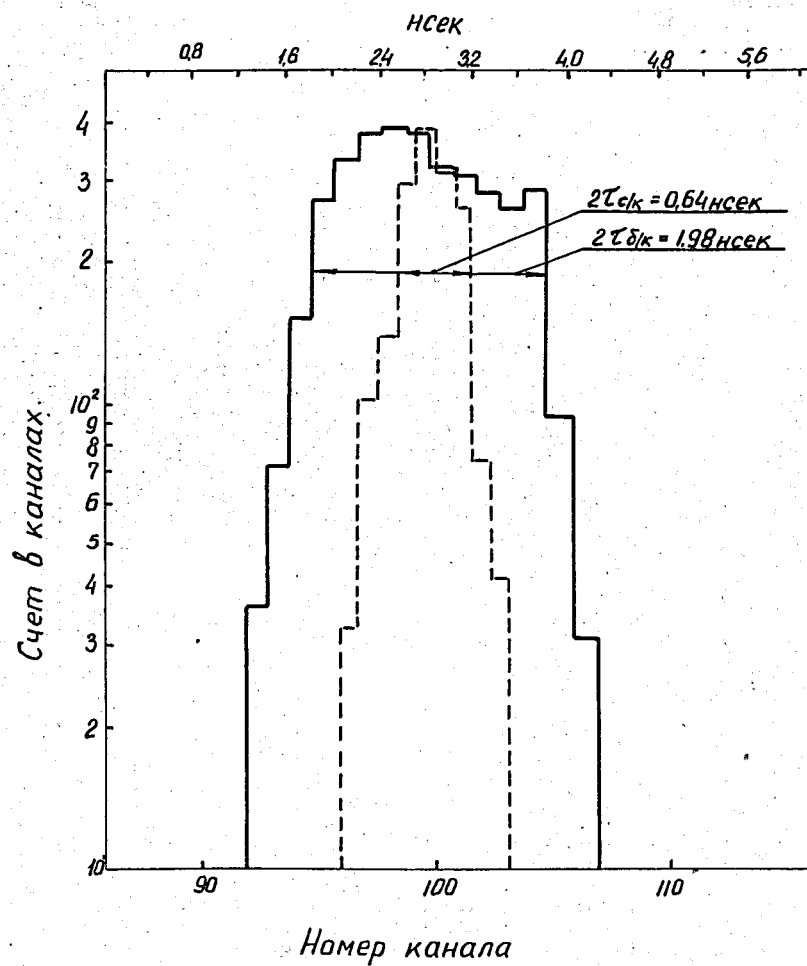


Рис. 14. Гистограммы временного разрешения при  $\gamma - \gamma$  - совпадениях от  $\text{Co}^{60}$ , регистрируемых с помощью сцинтилляционных счетчиков на фотоумножителях K14 FS50 при использовании компенсации (с/к) и без компенсации (б/к).

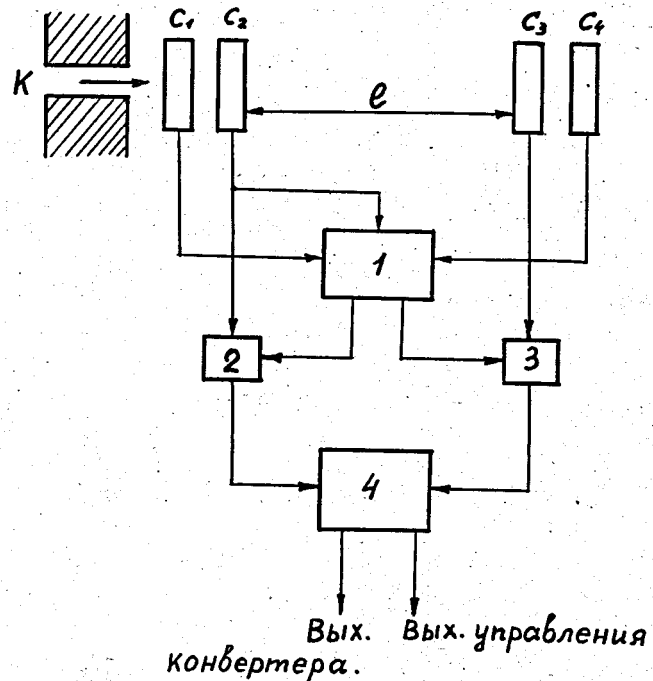


Рис. 15. Блок-схема эксперимента на ускорителе,  $C_1 - C_4$  - сцинтилляционные счетчики, 1 - схема совпадений, 2, 3 - линейные схемы пропускания, 4 - время-амплитудный преобразователь и схема управления.

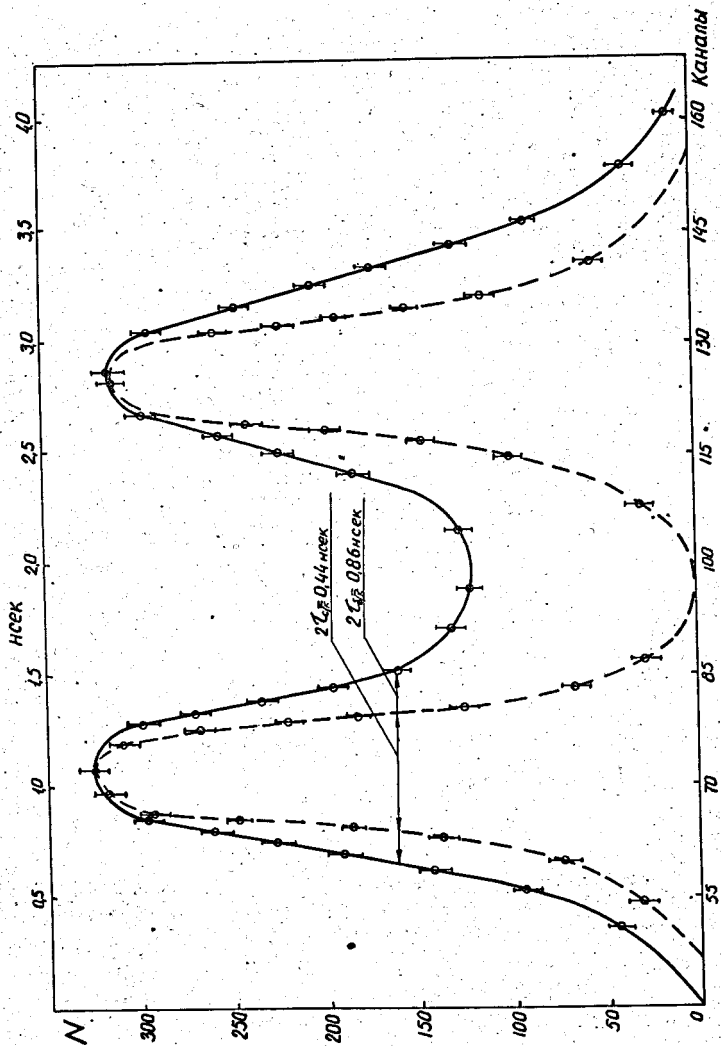


Рис. 16. Кривые временного разрешения, полученные на пучке  $\gamma$ -мезонов при использовании компенсации (с/к) и без компенсации (б/к). Изменение задержки по одному из входов время-амплитудного преобразователя составляет 1,78 нсек.