

С 344.38

18 X 1967

Д-721

ОБЪЕДИНЕННЫЙ
ИНСТИТУТ
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна



3 - 3467

М. Дражев, С.С. Паржицкий

МЕТОДЫ КОМПЕНСАЦИИ
АМПЛИТУДНОЙ ЗАВИСИМОСТИ
В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ВРЕМЯ-АМПЛИТУДА

ЛАБОРАТОРИЯ НЕЙТРОННОЙ ФИЗИКИ

1967.

3 - 3467

М. Дражев, С.С. Паржицкий

МЕТОДЫ КОМПЕНСАЦИИ
АМПЛИТУДНОЙ ЗАВИСИМОСТИ
В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ВРЕМЯ-АМПЛИТУДА



5336/1 нр.

В в е д е н и е

Одним из основных недостатков систем для временного анализа в ядерной физике является их амплитудная зависимость. Из-за этой амплитудной зависимости не только ухудшается их временное разрешение, но и вводится определенная нелинейность во временные спектрометрические системы.

Это связано, с одной стороны, с конечными временами нарастания импульсов, с другой стороны, с тем, что чувствительность всех применяемых входных устройств является также конечной величиной. Действительно, даже лучшие современные спцилляторы и фотоумножители обеспечивают времена нарастания порядка $1-2 \cdot 10^{-9}$ сек, а времена нарастания при использовании полупроводниковых детекторов из-за ряда причин могут быть существенно больше.

Этот недостаток сказывается особенно сильно при расширенных динамических диапазонах (например, в нейтронной спектрометрии), когда невозможно применять узкие окна в системе амплитудного отбора спектрометрических устройств.

Имеется несколько возможностей уменьшения амплитудной зависимости. Первая из них - уменьшение порогов входных устройств, которые, однако, не могут быть выбраны слишком низкими, ибо это связано с возрастанием загрузок из-за шумовых и фоновых импульсов, увеличения влияния предимпульсов и с работой в начальной части импульса, где его крутизна меньше ^{/7/}. Кроме того, как было показано рядом авторов ^{/5-7/}, существует оптимальное (зависящее от измеряемой энергии и свойств детектора) отношение величины порога к амплитуде пиковых импульсов.

Вторая возможность уменьшения амплитудной зависимости базируется на использовании приемов формирования импульсов. В настоящее время методы

пересечения нуля, дифференцирование или обострение с помощью нелинейных элементов).

Третья возможность связана с введением функциональных систем, вырабатывающих сигналы, которые должны скомпенсировать сигнал ошибки, возникающей из-за амплитудной зависимости. Этот метод впервые был только упомянут Беллом и Йоргенсоном^{/1/}.

В последующих работах Шварцшильда и Хубера^{/2/} были даны схемные решения, которые сводились к линейному сложению входных сигналов с выходными с соблюдением соответствующих полярностей и амплитудных соотношений.

Сравнительно недавно в работе Лапшина и других^{/8/} был предложен еще один, дифференциальный метод компенсации. К сожалению, до сих пор ни в одной из работ общий анализ механизма компенсации не проводился.

Общие сведения

Как известно, в большинстве случаев передние фронты импульсов детекторов ядерных частиц в интервале от 0,1 до 0,9 амплитуды могут быть описаны с достаточной точностью линейной зависимостью.

Тогда, поскольку пороги срабатывания спусковых устройств в преобразователях имеют конечную величину, время запаздывания (временная ошибка)

Δt по отношению к началу импульса может быть представлено в виде:

$$\Delta t \approx r \frac{U_0}{U_1}, \quad (1)$$

где: r — время нарастания импульса;

U_0 — порог спускового устройства;

U_1 — амплитуда входных импульсов.

Имея в виду, что амплитуда импульсов U_k на выходе преобразователя в общем виде может быть представлена^{/11/} как

$$U_k = \gamma t, \quad (2)$$

где: t - измеряемый временной интервал;

γ - константа преобразования,

при наличии некоторой временной ошибки Δt в выражение для выходного импульса войдет дополнительный член:

$$U_k = U_{k0} \pm U_{\Delta t} = \gamma t \pm \gamma \Delta t, \quad (3)$$

где второй член представляет сигнал ошибки, возникающий из-за амплитудной зависимости, т.е.

$$U_{\Delta t} = \gamma \Delta t = \gamma r \frac{U_0}{U_1}. \quad (4)$$

Сигнал ошибки удобно выражать в единицах r и тогда зависимость $U_{\Delta t}$ как функция входного сигнала U_1 в единицах U_0 имеет вид, изображенный на рис. 1.

Надо отметить, что вышесказанное верно для всех видов преобразователей, независимо от их типа и что сигналы ошибки, вносимые по обоим входным каналам, имеют разные знаки. Так, например, у преобразователей, работающих на принципе перекрытия импульсов, сигнал ошибки $U_{\Delta t}$ от первого (по времени) импульса имеет тот же самый знак, что и основной сигнал на выходе (т.е. ему можно приписать условный знак +), и наоборот, сигнал ошибки для второго (по времени) импульса имеет противоположную полярность (условный знак "-").

У преобразователей типа старт-стоп условные знаки сигналов для соответствующих каналов противоположны. Так как механизм возникновения сигнала ошибки одинаков для обоих входных каналов, в дальнейшем анализ проводится только для одного из них (например, с условным знаком "+").

Из общей записи конверторного сигнала (3) видно, что, если на выходе преобразователя вместе с основным сигналом U_{k0} и сигналом ошибки $U_{\Delta t}$ будет обеспечен и некоторый сигнал $U_{\text{комп}}$, удовлетворяющий условию:

$$U_{\Delta t} + U_{\text{комп}} = \text{Const} \quad (5)$$

или в частном случае:

$$U_{\Delta t} + U_{\text{комп}} = 0, \quad (6)$$

то будет иметь место компенсация амплитудной зависимости.

Рассматривая условие компенсации в форме (5) и принимая во внимание дополнительное условие

$$U_{\text{комп}} = 0 \quad \text{для} \quad \frac{U_0}{U_1} = 1,$$

компенсационную константу получим равной:

$$C = \gamma r, \quad (7)$$

а сам сигнал компенсации:

$$U_{\text{комп}} = \gamma r \left(1 - \frac{U_0}{U_1} \right). \quad (8)$$

В таком случае импульс на выходе конвертора, с учетом действия компенсации, будет

$$U_k = \gamma t + C = \gamma t + \gamma r. \quad (9)$$

Если рассматривать условие компенсации в форме (6), когда $U_{\Delta t} + U_{\text{комп}} = 0$, то, очевидно, что компенсационный импульс равняется

$$U_{\text{комп.}} = -\gamma r \frac{U_0}{U_1}, \quad (10)$$

и сигнал на выходе конвертора U_k при введении данной компенсации не изменяется. На рис. 2 показана зависимость амплитуды компенсационного импульса как функция амплитуды входного импульса при полной компенсации в соответствии с условиями (5) и (6).

Получение сигнала компенсации. Дифференциальный метод

Наиболее непосредственный метод получения сигнала компенсации связан с функциональным преобразованием входного сигнала, поскольку, в общем случае, $U_{\Delta t} = f(U_1)$. Для этой цели могут найти применение и сложные системы, например, многодорожечный магнитофон в сочетании с вычислительной машиной.

В качестве сигнала компенсации может быть использован и сам сигнал ошибки, получаемый при помощи дополнительного идентичного преобразователя - дифференциальный метод.

Механизм компенсации в этом случае может быть представлен следующим образом.

Если отношение порогов основного U_{01} и дополнительного U_{02} преобразователя принять равным

$$\frac{U_{02}}{U_{01}} = m > 1,$$

то выходной сигнал в дополнительном преобразователе будет:

$$U_{z2} = \gamma t + m \gamma r \frac{U_{01}}{U_1} \quad (11)$$

Умножая выходной сигнал основного преобразователя на " m " и вычитая из него сигнал от дополнительного преобразователя, получим:

$$U_k = U_{k1} - U_{k2} = (m \gamma t + m \gamma r \frac{U_{01}}{U_1}) - (\gamma t + m \gamma r \frac{U_{01}}{U_1}) \quad (12)$$

Поскольку сигналы ошибки $m \gamma r \frac{U_{01}}{U_1}$ равны, то сигнал на выходе с учетом компенсации будет:

$$U_k = \gamma t (m - 1). \quad (13)$$

Для частного случая $m = 2$ амплитуда выходного сигнала не изменяется при введении компенсации, т.е.

$$U_k = \gamma t.$$

Выбор отношения порогов m связан с выполнением противоречивых требований: при больших динамических диапазонах m должно стремиться к единице, но последнее связано с уменьшением абсолютной разности порогов, а отсюда и уменьшением точности метода. В связи с тем, что прямолинейная часть импульса заключена примерно в диапазоне $0,1-0,9 U_{1 \max}$, пороги основного и дополнительного преобразователей для точной компенсации должны удовлетворять следующим неравенствам:

$$U_{01} \geq 0,1 U_{1 \max} \quad (14)$$

$$U_{02} \leq 0,9 U_{1 \min} \quad (15)$$

Неравенство (14) продиктовано необходимостью, чтобы нижний порог U_{01} находился выше нижнего изгиба максимально возможного импульса $U_{i \max}$, а верхний порог U_{02} находился ниже верхнего изгиба минимально возможного импульса. Можно показать, что для каждого отношения порогов преобразователей m и величины динамического диапазона справедливо следующее соотношение:

$$\frac{U_{i \max}}{U_{i \min}} < \frac{9}{m}. \quad (16)$$

При разумном выборе величины $\frac{U_{02}}{U_{01}}$, например, $m = 2$, что и сделано в работе [8], динамический диапазон не превышает 4,5.

Линейные методы компенсации

Существенный недостаток опубликованных до сих пор методов, при которых компенсационный сигнал получается простым линейным функциональным преобразованием входного импульса, — небольшая величина динамического диапазона, в котором компенсация является эффективной. Это происходит из-за попыток аппроксимации сигнала ошибки линейной функцией амплитуды входного импульса. Действительно, если компенсационный импульс получается в виде

$$U_{\text{комп}} = \gamma r k \frac{U_0}{U_i}, \quad (17)$$

то можно показать, что в случае выбора условия компенсации в форме (5) (т.е. $U_{\Delta t} + U_{\text{комп}} = C$) максимальное отклонение от полной компенсации (см. рис. 3) будет:

$$\Delta t = r \left[1 - \frac{2 \sqrt{U_0 (U_{i \max} - U_0)}}{U_{i \max}} \right], \quad (18)$$

и в случае 10-кратного динамического диапазона ($\frac{U_{i \max}}{U_{i \min}} = 10$), величина максимального отклонения от полной компенсации составляет:

$$\Delta t \approx 0,5 r.$$

При помощи линейного метода степень компенсации может быть улучшена в значительной мере введением сдвига компенсационного сигнала путем наложения дополнительного сигнала U_n (сигнал суперпозиции), как это показано на рис. 4. В этом случае для 10-кратного динамического диапазона, соблюдая дополнительное условие $U_1 > 2U_0$, сигнал компенсации можно выразить следующим образом:

$$U_{\text{комп}} = \gamma r k \frac{U_0}{U_1} + U_n, \quad (19)$$

где

$$k = \frac{U_0^2}{U_{1 \max} U_{1 \min}}, \quad (20)$$

а

$$U_n = \gamma r \left(1 - \frac{U_0}{U_{1 \min}} - \frac{U_0}{U_{1 \max}} \right) \quad (21)$$

Тогда максимальное отклонение от полной компенсации составит величину:

$$\Delta t = r U_0 \frac{(\sqrt{U_{1 \max}} - \sqrt{U_{1 \min}})^2}{U_{1 \min} U_{1 \max}}. \quad (22)$$

Для $\frac{U_{1 \max}}{U_{1 \min}} = 10$ максимальное отклонение от полной компенсации есть

$$\Delta t \approx 0,31 r,$$

т.е. степень компенсации по сравнению с до сих пор применяемыми методами может быть улучшена почти в два раза.

Нелинейные методы компенсации

Очевидно, что более точное моделирование сигнала ошибки может быть достигнуто нелинейным преобразованием входного сигнала. Если выражение для компенсационного сигнала

$$U_{\text{комп}} = \gamma r \left(1 - \frac{U_0}{U_1} \right) \quad \text{представить в виде:}$$

$$U_{\text{комп}} = K \left(\frac{x-1}{x} \right), \quad (23)$$

полагая $k = \gamma r$ и $x = \frac{U_1}{U_0}$, то из сравнения его с разложением в ряд логарифма:

$$\ln x \approx \frac{x-1}{x} + \dots \quad x > \frac{1}{2}$$

видно в случае, когда ряд сходится (условие разложимости в данном случае выполнено - $U_1 > 2U_0$), что первый член разложения логарифма совпадает с выражением для компенсационного импульса, поэтому последний можно выбрать в виде:

$$U_{\text{комп}} = \gamma r k \ln \frac{U_1}{U_0}, \quad (24)$$

где

$$k = \frac{1}{U_{i \max}} \frac{U_{i \max} - U_0}{\ln U_{i \max} - \ln U_0},$$

и тогда величина максимального отклонения от полной компенсации (см. рис. 5) будет:

$$\Delta t = r \left[1 - k - k \ln \frac{1}{k} \right] \quad (25)$$

и для случая 10-кратного динамического диапазона величина максимального отклонения составляет:

$$\Delta t \approx 0,29 r .$$

Анализ показывает, что дальнейшее улучшение компенсации можно получить при помощи двойного логарифмирования входного сигнала. Максимальное отклонение от полной компенсации в этом случае для 10-кратного динамического диапазона не превышает (см. рис. 6)

$$\Delta t \approx 0,05 r .$$

С довольно большой точностью сигнал компенсации можно моделировать и при помощи кусочно-линейной аппроксимации. Можно показать, что для 10-кратного динамического диапазона при аппроксимации компенсационного сигнала 4-5-линейными отрезками можно добиться достаточно хорошего совпадения в пределах нескольких процентов (см. рис. 10).

Возможно и теоретически точное моделирование функции компенсационного сигнала. Действительно, если рассматривать условие компенсации в виде:

$$U_{\text{комп}} = U_{\Delta t} = -\gamma r \frac{U_0}{U_1}$$

и представить компенсационный сигнал как

$$U_{\text{комп}} = \frac{k}{U_1},$$

то справедливы следующие очевидные соотношения:

$$\begin{aligned} \ln U_{\text{комп}} &= -\ln U_1 + \ln k \\ U_{\text{комп}} &= -e^{\ln \frac{k}{U_1}} = -e^{\ln \gamma r \frac{U_0}{U_1}} \end{aligned} \quad (26)$$

т.е. получение точного компенсационного сигнала сводится просто к антилогарифмированию разности логарифмов входного сигнала и некоторой константы K .

Некоторые схемные вопросы компенсации

В большинстве случаев структура компенсационных систем (за исключением системы дифференциального типа) в общем виде может быть представлена, как это изображено на рис. 7. Основными элементами здесь являются предварительные усилители - формирователи 1 и 1а, назначение которых сводится к обеспечению сигналов с необходимой амплитудой, длительностью и полярностью для управления устройствами 2 и 2а, в которых осуществляются функциональные преобразования и выполняются все необходимые операции над входными импуль-

сами (например, одинарное или двойное логарифмирование, потенцирование и т.д.), В следующей ступени 3, общей для обоих каналов, проводится дозирование и смешивание компенсационных импульсов с основным сигналом преобразователя. Необходимо отметить, что не все вышеуказанные элементы должны присутствовать (так, вместо предварительных усилителей – формирователей могут быть использованы медленные усилители вспомогательных каналов амплитудного отбора (3)).

В качестве примера схемного решения можно рассмотреть логарифмическую систему (условие компенсации $U_{\Delta t} + U_{\text{компл}} = C$), которая работает в преобразователе типа перекрытия на нейтронном спектрометре по времени пролета (рис. 8).

Поскольку оба канала идентичны, можно ограничиться рассмотрением только одного из них. Так как для сигнала компенсации используются быстрые входные импульсы преобразователя с небольшой длительностью (они предварительно сформированы по методу пересечения нуля), и их амплитуда не всегда достаточно большая, предварительное формирование и усиление для компенсационной системы является необходимым.

Удлинение входного сигнала выполняется при помощи диода D_1 .

При соответствующем смещении U_c в диодной цепи осуществляется выравнивание порогов по компенсационной части $U_{\text{компл}}$ и быстрой части U_0 , которое позволяет лучше моделировать в начале динамического диапазона функцию компенсационного сигнала. Наконец, наличие этого порога позволяет уменьшить загрузку в компенсационной части системы от шумовых и фоновых импульсов. (В рассматриваемом случае применяется импульсный кремниевый диод типа 2Д503А, напряжение отпираания у которого, примерно, совпадает по величине с "быстрым" порогом, и дополнительное смещение U_c отсутствует). Необходимо отметить, что благодаря наличию сопротивления R_2 уменьшается влияние компенсационной части на быструю. Для необходимого усиления сигналов используются простейшие усилители, в которых введена обратная связь (R_3), что диктуется необходимостью повышения входного сопротивления.

Операция логарифмирования осуществляется при помощи диодов, работающих в экспоненциальной части вольтамперной характеристики. Это следует из основного уравнения вольтамперной характеристики диода

$$I_D = N e^{\alpha U_D} \quad (25)$$

и когда в диодной цепи находится достаточно большое последовательное сопротивление R напряжение на диоде U_D будет пропорционально логарифму входного сигнала $U_{вх}$, т.е.

$$U_D = k \ln \frac{U_{вх}}{R} + C, \quad (27)$$

(для диода Д18 в данном режиме соответствующие константы равны:

$k \approx 0,061$; $C \approx 0,75$). При этом необходимо отметить, что отклонение от точного логарифмирования незначительно (рис. 9). Двойное логарифмирование выполнено применением еще одной подобной ячейки.

Сигналы, которые получаются на выходе функциональных преобразователей, удобней всего смешивать с основным сигналом преобразователя на низком уровне, и это можно осуществить непосредственно на накопительно-удлинительной емкости конвертора. При этом связь с компенсационной системой должна быть переменной, чтобы позволить дозировать компенсационный сигнал, и достаточно слабой, чтобы влияние компенсационной системы на работу преобразователя было бы минимальным. В случаях, когда конверсионная константа преобразователя большая, это условие не может быть выполнено, и тогда необходимо введение дополнительного усилительного каскада.

В качестве компромиссного решения могут быть применены логарифмирующие цепи, содержащие более одного диода, чтобы тем самым обеспечить более высокий уровень компенсационного напряжения.

Когда в компенсационной системе применяется дополнительный сигнал суперпозиции, его можно получать непосредственно от спусковых устройств быстрой части преобразователя и также подавать на накопительно-удлинительную емкость.

Вопросы настройки и измерения

Предварительные исследования и настройку компенсационных систем проще всего проводить при помощи разветвления импульсов от детектора и введения затухания высокочастотным аттенюатором в исследуемый канал. Более точное моделирование реальных условий эксперимента можно осуществить при

помощи двух детекторов и радиоактивного источника, который обеспечивает излучение 2-х частиц для каждого акта распада, вводя также переменное затухание в исследуемом канале.

В большинстве случаев для подобных измерений введение затухания в 20 дБ (десятикратный динамический диапазон) с шагом в 3-4 дБ является достаточным. Настройка сводится к подбору необходимой амплитуды компенсационного сигнала, при этом контролируется изменение амплитуды выходных импульсов преобразователя и измеряется временное разрешение. Удобнее всего использовать для этой цели экспандер и многоканальный амплитудный анализатор.

В случае применения дополнительного импульса суперпозиции настройка усложняется из-за наличия двух регулируемых параметров. Здесь необходимо иметь в виду, что удельный вес влияния дополнительного импульса увеличивается, когда затухание растёт.

Экспериментальные результаты

В заключение можно привести некоторые экспериментальные результаты, относящиеся к отдельным компенсационным системам. Так, например, на рис. 11 показаны амплитудные зависимости спектрометрической системы для временного анализа, работающей на сцинтилляционных детекторах без компенсации, в случае компенсации и при перекомпенсации (кривые 1, 2, 3). Был использован преобразователь типа перекрытия с рабочим диапазоном $60 \cdot 10^{-9}$ сек. При помощи двух детекторов (ФЭУ-36 и стильбеновые кристаллы) регистрировались γ у совпадения ^{60}Co . Максимальное переменное затухание, которое вводилось в одном из каналов, составляло 16 дБ; применялась компенсация линейного типа, без дополнительного импульса суперпозиции. Амплитудные пороги составляли, примерно, 150 кэВ. Временное разрешение для того же случая (пропускание 90% от всего спектра) показано без компенсации и при наличии компенсации на рис. 17. Пропуская 45% от всего спектра (независимо от применявшихся сравнительно медленных кристаллов и сорокаметровых кабелей связи) на ФЭУ-36 , временное разрешение составляет $480 \cdot 10^{-12}$ сек (рис. 13).

На рис. 14 показаны результаты, полученные разветвлением после "быстрого" усилителя сигнала от полупроводникового детектора с временем нараста-

ния $\approx 7 \cdot 10^{-9}$ сек. Применялась компенсация линейного типа без дополнительного импульса суперпозиции. Максимальное затухание, которое вводилось, составляло 20 дБ (моделирование 10-кратного динамического диапазона). Кривая 1 показывает ход амплитудной зависимости без компенсации. И здесь при изменении компенсационного напряжения можно перейти из области с относительно точной компенсацией к перекомпенсации (кривые 2 и 3).

Амплитудная зависимость при использовании компенсации логарифмического типа (двойное логарифмирование), примерно, в таких же условиях изображена на рис. 15. Здесь зависимость 1 получена без компенсации, а 2 иллюстрирует хорошую точность моделирования сигнала компенсации, которую можно получить при помощи двойного логарифмирования, и в этом случае для десятикратного динамического диапазона и импульсов с временем нарастания $\approx 7 \cdot 10^{-8}$ сек величина временного смещения не превышает $\approx 100 \cdot 10^{-12}$ сек.

Измерения, выполненные в условиях физического эксперимента (регистрировался спектр нейтронов по времени пролета из реакции $D(T, n)He^4$ при помощи ФЭУ 36 со стильбеновым кристаллом в качестве нейтронного детектора и кремниевого поверхностнобарьерного детектора в канале сопровождающих частиц ^{12}C), подтвердили хорошее согласие с результатами, полученными при моделировании процесса (разветвление импульса и последующее ослабление его в одном из каналов). На рис. 16 показано временное смещение пика нейтронного спектра при введении затухания в нейтронном канале без компенсации и в случае введения компенсации (двойное логарифмирование). То же самое для канала сопровождающих частиц показано на рис. 17, где действие компенсации особенно эффективно из-за сравнительно большого времени нарастания импульса. Рис. 18 иллюстрирует влияние компенсации на временное разрешение – нейтронный пик без компенсации имеет ширину на полувисоте $\approx 2,26 \cdot 10^9$ сек, а в случае действия компенсации (двойное логарифмирование) временное разрешение улучшается до $\approx 1 \cdot 10^{-9}$ сек.

З а к л ю ч е н и е

Проведенный анализ и экспериментальные данные показывают, что временная ошибка в преобразователях время – амплитуда, которая возникает из-за ко-

нечного времени нарастания входных импульсов и конечного отношения величины порогов к амплитуде импульсов, при введении предложенной Беллом и Йоргенсоном линейной компенсации может иметь величину для десятикратного динамического диапазона до $\approx 0,5 \text{ г}$.

Использованием дополнительного сигнала суперпозиции эта ошибка может быть уменьшена до $\approx 0,31 \text{ г}$, а при помощи предлагаемых нелинейных методов временная ошибка уменьшится до $\approx 0,29 \text{ г}$ для одинарного логарифмирования, $\approx 0,05 \text{ г}$ - для двойного логарифмирования и полностью устраняется в случае, когда компенсационный сигнал получается в результате последовательного применения операций логарифмирования и антилогарифмирования.

Есть основания полагать, что использование предложенных методов точной компенсации позволит не только значительно уменьшить возникающую из-за амплитудной зависимости нелинейность, но и обеспечить в широком динамическом диапазоне временное разрешение, которое до сих пор удавалось получать только в сравнительно узких амплитудных интервалах.

Л и т е р а т у р а

1. R.Bell, M.Jorgensen. *Can.J.Phys.* 38 (1960).
2. P.Huber et al. *N.I. and M.* 14 (1961).
3. J.Rodda, J.Griffin and M.Stewart, *N.I. and M.* 23 (1963).
4. A.Schwarzschild, *N.I. and M.* 21 (1963).
5. J.Miehe, E.Ostertag, A.Coche. *IEEE Trans. of NS IUNE* 1966.
6. G.Bertolini, M.Coch et al., *IEEE Trans. of NS IUNE* 1966.
7. D.Wieber, *N.I. and M. Sept.* (1963).
8. В. Лапшин, В. Рыкалян, З. Цисек. Препринт ОИЯИ, 13-2987, Дубна, 1966.
9. Ю.Р. Носов. Полупроводниковые импульсные диоды, М., 1965.
10. В.Хьюз. Нелинейные электрические цепи, М., 1967.
11. М. Дражез, Препринт ОИЯИ Р-1997, Дубна, 1965.
12. М. Дражез, С. Паржицкий. О возможности применения полупроводниковых детекторов в нейтронном спектрометре по времени пролета. Доклад рабочего совещания по наносекундной электронике, Дубна (1967г.).

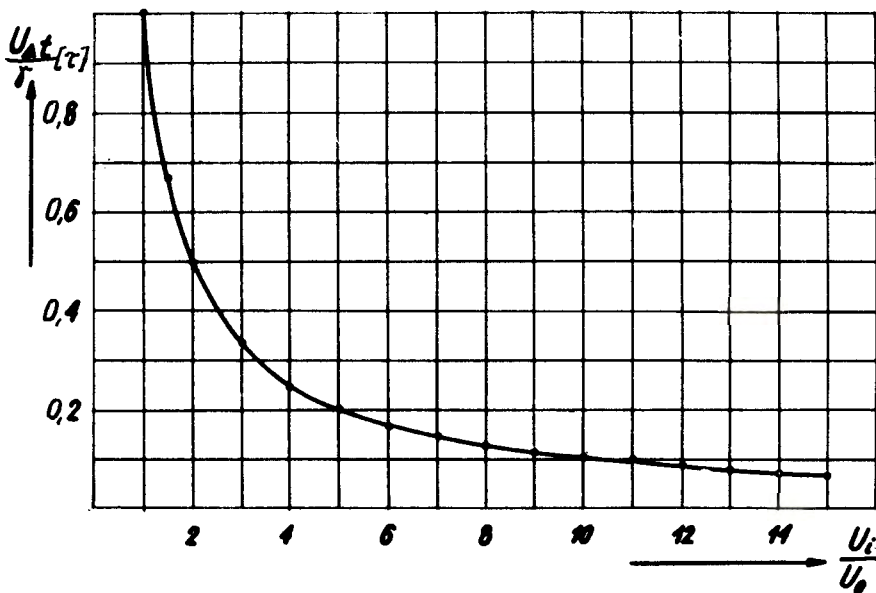


Рис. 1. Сигнал ошибки $\frac{U_{\Delta t}}{U_0}$ как функция амплитуды входного сигнала $\frac{U_i}{U_0}$ в единицах U_0 .

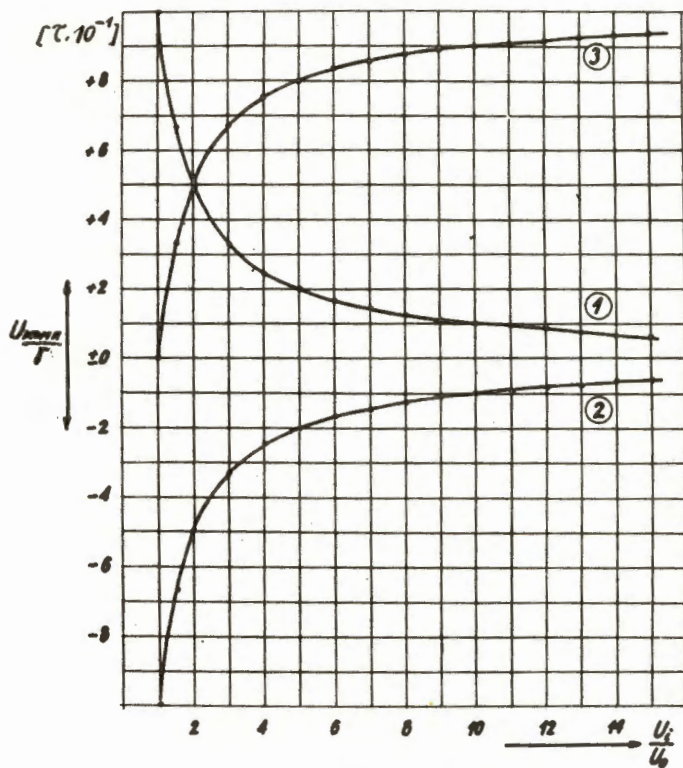


Рис. 2. Зависимость амплитуды компенсационного сигнала, как функция амплитуды входного импульса при полной компенсации: 1-сигнал ошибки; 2-сигнал полной компенсации в случае, когда $U_{\Delta t} + U_{\text{комп}} = 0$; 3-сигнал полной компенсации в случае, когда $U_{\Delta t} + U_{\text{комп}} = \text{Const}$.

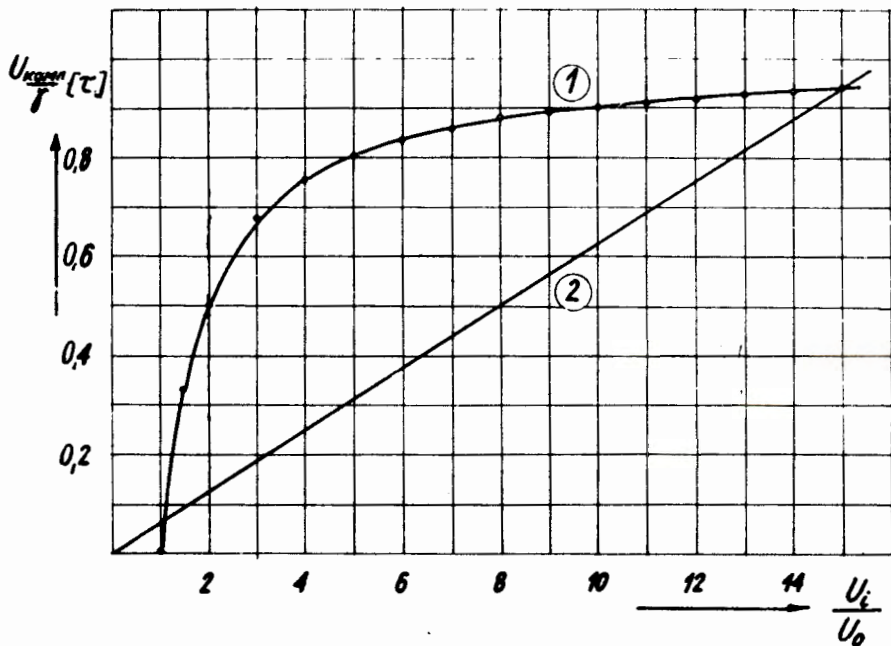


Рис. 3. Компенсация линейного типа при соблюдении условия $U_{\Delta t} + U_{\text{комп}} = C$.
 1-сигнал полной компенсации; 2-используемый компенсационный сигнал.

Handwritten notes:
 $g = V^2$
 $g = 1 \times 1$

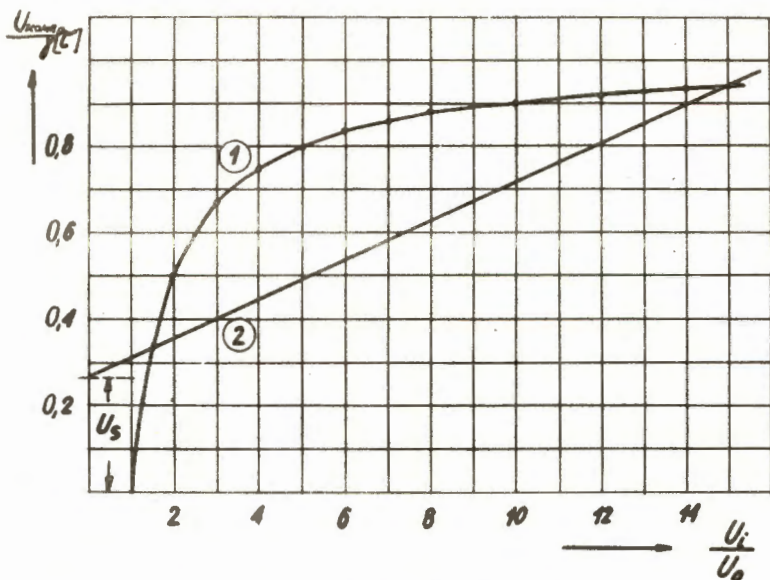


Рис. 4. Компенсация линейного типа при наложении дополнительного сигнала U_s (сигнал суперпозиции); 1—сигнал полной компенсации; 2—используемый сигнал компенсации.

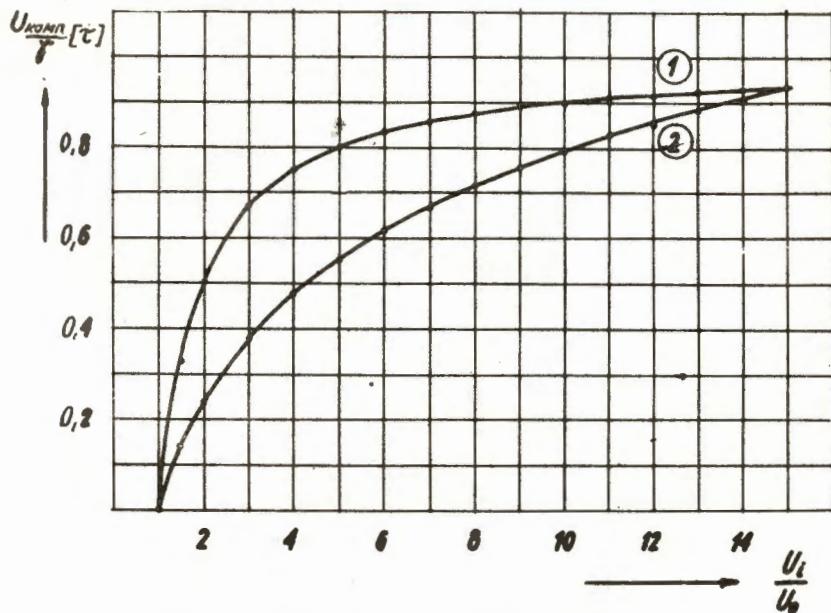


Рис. 5. Компенсация логарифмического типа (одинарное логарифмирование); 1—сигнал полной компенсации; 2—используемый сигнал компенсации.

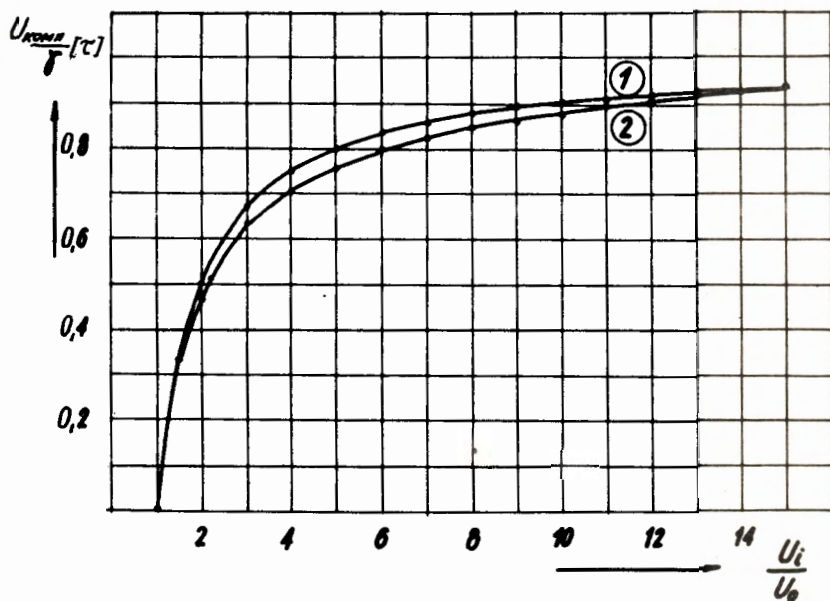


Рис. 6. Компенсация логарифмического типа (двойное логарифмирование);
1-сигнал полной компенсации; 2-используемый сигнал компенсации.

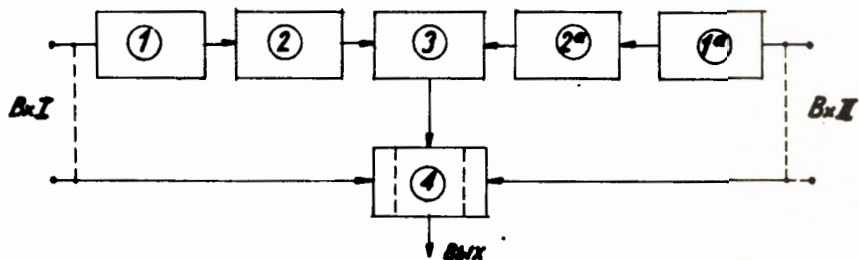


Рис. 7. Структура компенсационных систем в преобразователях время-амплитуда; 1 и 1а - предварительные формирователи - усилители; 2 и 2а - функциональные преобразователи; 3-дозирование и смешивание компенсационных сигналов с основным сигналом преобразователя.

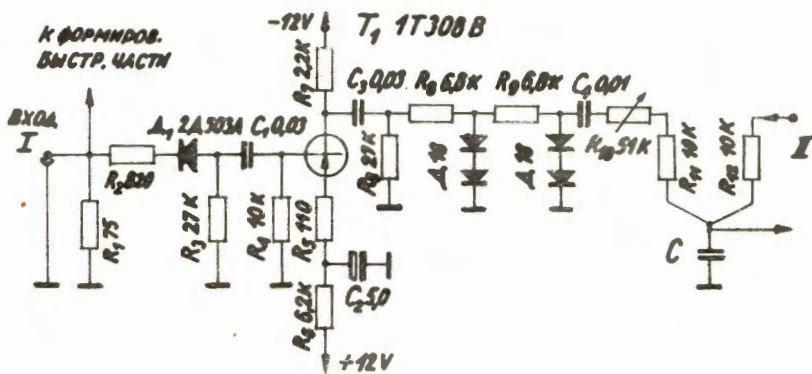


Рис. 8. Принципиальная схема логарифмической компенсационной системы (условие компенсации $U_{\Delta t} + U_{\text{комп}} = C$).

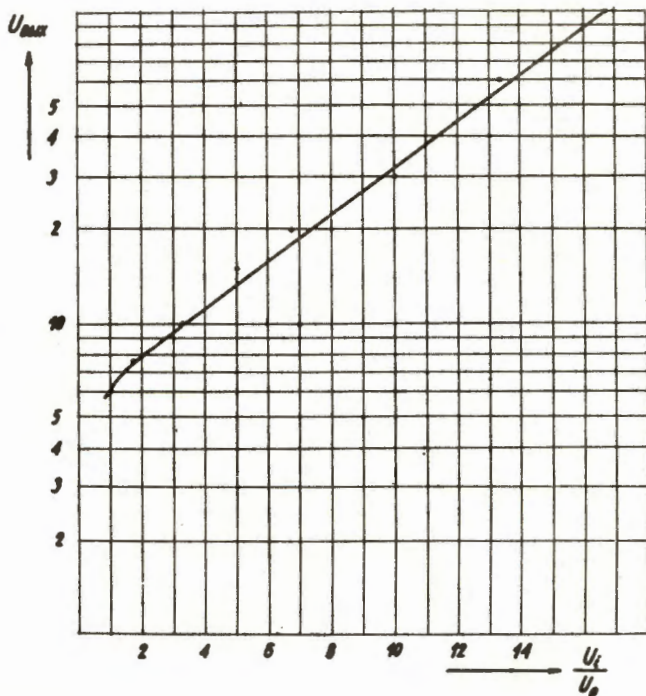


Рис. 9. Амплитуда импульса на выходе логарифмирующей ячейки, как функция амплитуды входного сигнала.

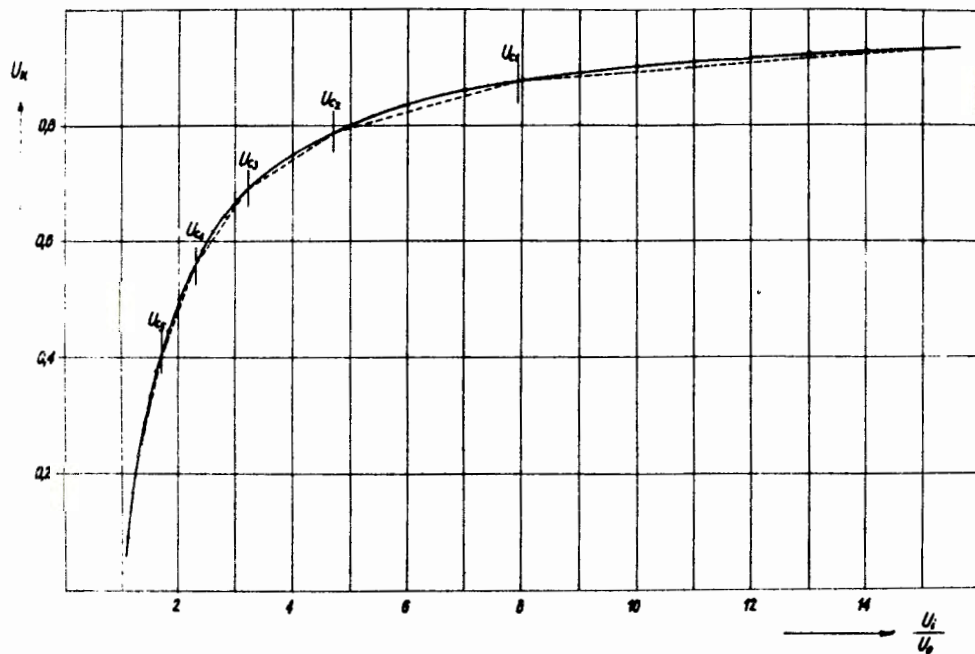


Рис. 10. Кусочно-линейная аппроксимация компенсационного сигнала при помощи параллельно включенных диодов со смещениями

$$\begin{aligned}
 U_{c1} &= 7,89 U_0 & U_{c2} &= 4,70 U_0 & U_{c3} &= 3,21 U_0 ; \\
 U_{c4} &= 2,32 U_0 & U_{c5} &= 1,70 U_0 .
 \end{aligned}$$

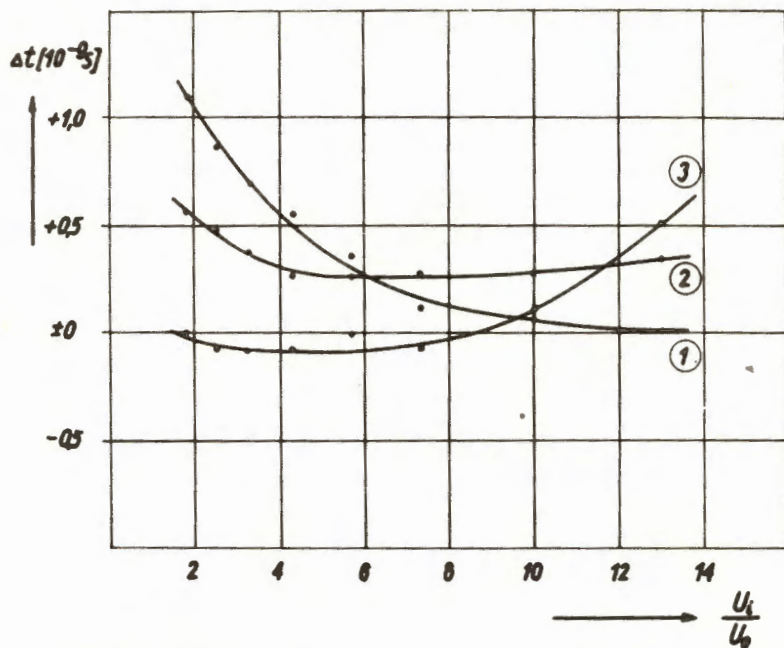


Рис. 11. Амплитудная зависимость спектрометрической системы с компенсацией линейного типа, полученная при помощи двух детекторов на γ у совпадениях Co^{60} . 1-без компенсации; 2-с компенсацией; 3-перекомпенсация (2-х ФЭУ-36, сцинтилляторы - стильбен). Преобразователь типа перекрытия. Рабочий диапазон $60 \cdot 10^{-8}$ сек. Амплитудные пороги - 150 кэв).

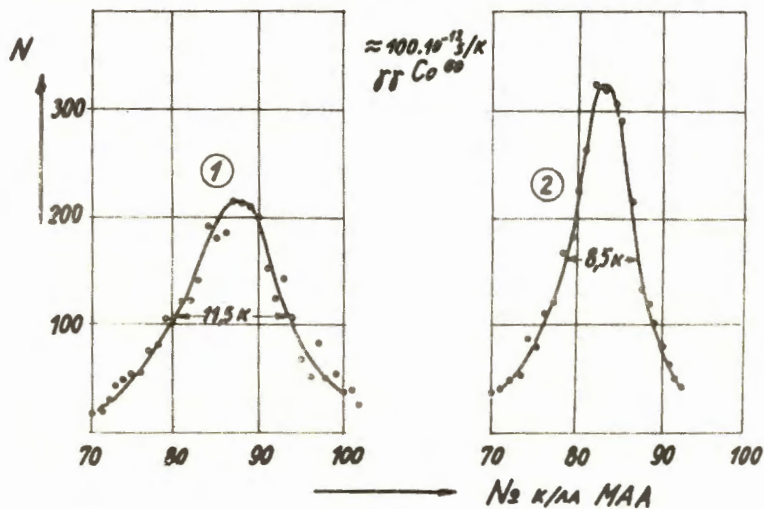


Рис. 12. Временное разрешение (пропускание 90% спектра). 1-без компенсации; 2-с компенсацией (условия эксперимента - см. рис. 11).

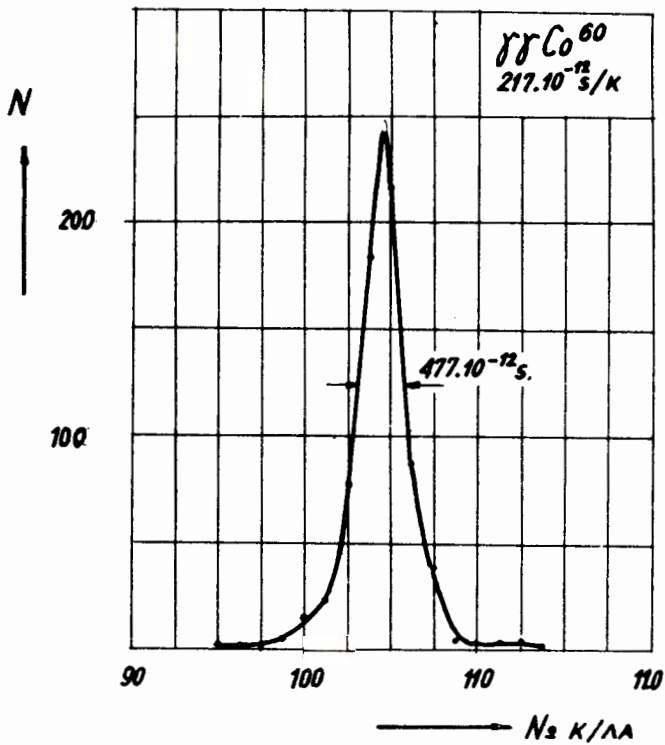


Рис. 13. Временное разрешение (пропускание 45% спектра, ФЭУ-36 с кристаллами стильбена, условия опыта - см. рис. 11).

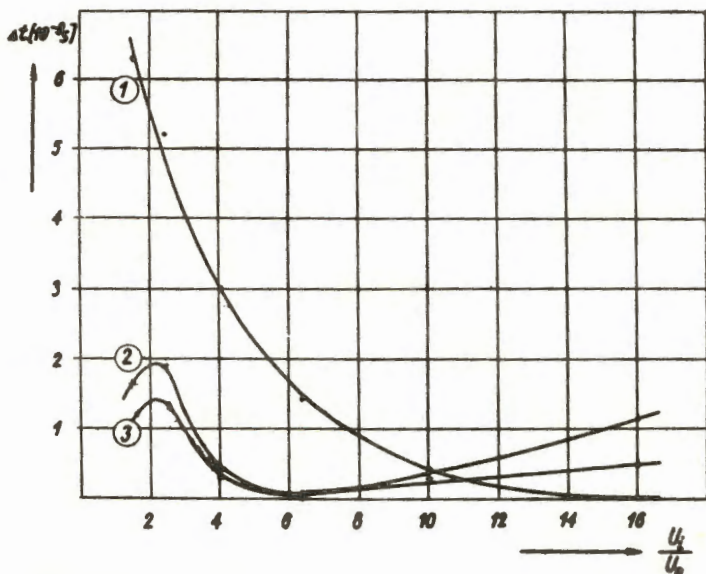


Рис. 14. Амплитудная зависимость без компенсации - 1 и с компенсацией линейного типа без дополнительного импульса - 2, полученная при разветвлении сигнала от полупроводникового детектора. Максимальное вводимое затухание 20 дБ. Значительные смещения обусловлены конечной полосой усилителя.

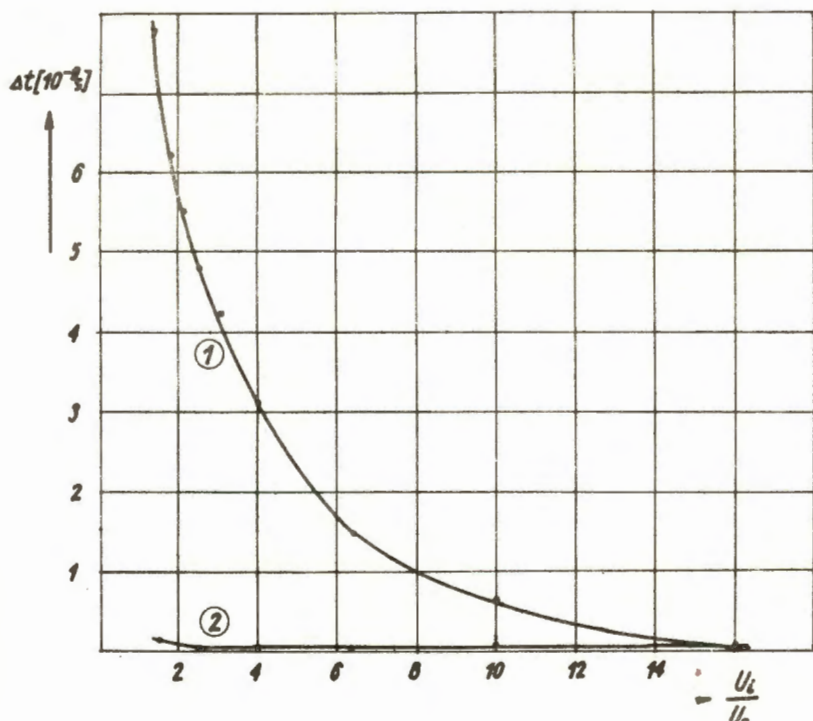


Рис. 15. Амплитудная зависимость при разветвлении сигнала от полупроводникового детектора. Максимальное вводимое затухание 20 дБ. 1—без компенсации; 2—с компенсацией логарифмического типа (двойное логарифмирование).

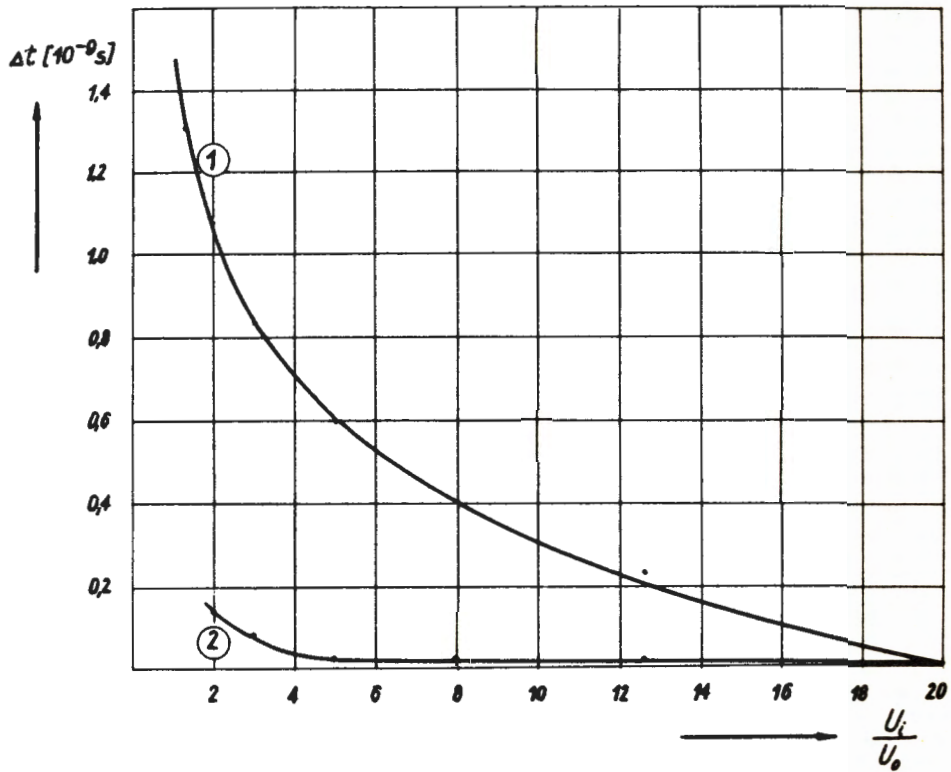


Рис. 16. Амплитудная зависимость нейтронного спектрометра без компенсации - 1 и с компенсацией - 2 (двойное логарифмирование), полученная при регистрации спектра нейтронов по времени пролета из реакции $D(T, n)He^4$ введением затухания в нейтронном канале.

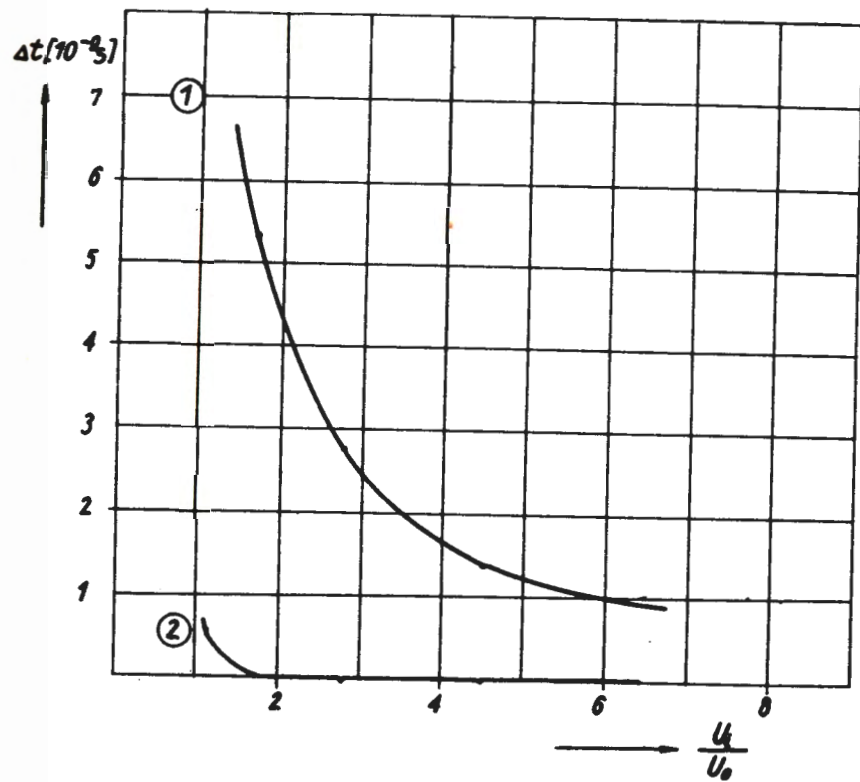


Рис. 17. Амплитудная зависимость нейтронного спектрометра без компенсации - 1 и с компенсацией - 2 (двойное логарифмирование), полученная введением затухания в канале сопровождающих частиц. Значительные смещения в случае отсутствия компенсации обусловлены сравнительно большими временами нарастания импульсов.

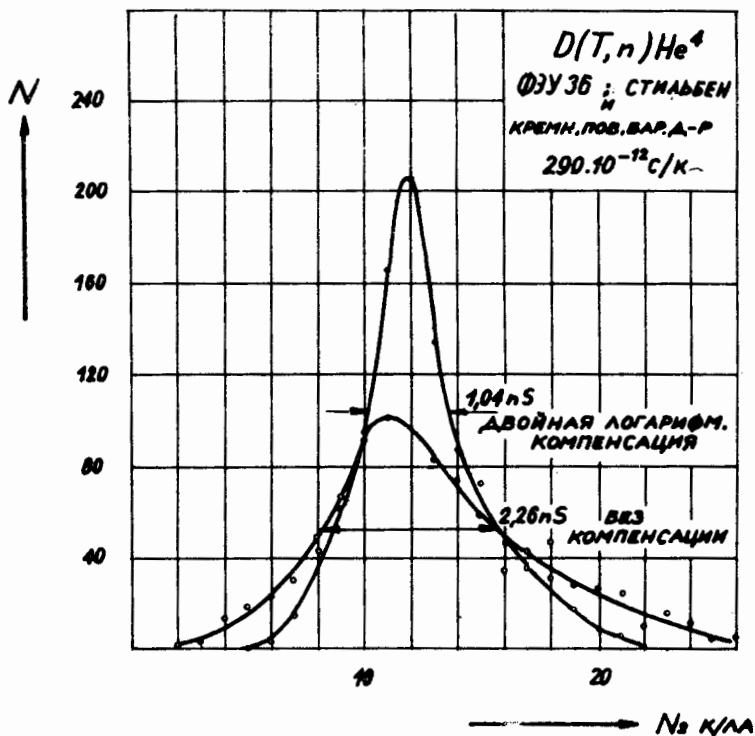


Рис. 18. Спектр нейтронов по времени пролета из реакции $D(T, n)He^4$ без компенсации и в случае применения компенсации (двойное логарифмирование).