

СЗ44-36

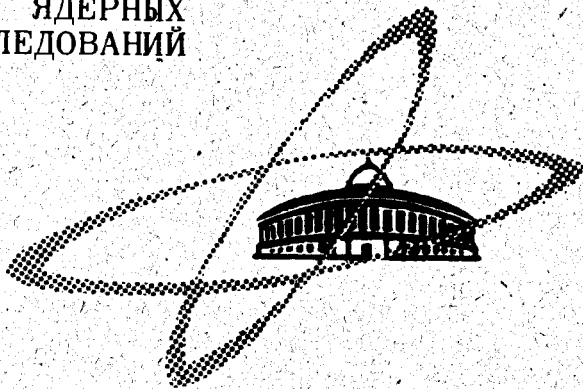
Д-721

13/x-69

СООБЩЕНИЯ  
ОБЪЕДИНЕННОГО  
ИНСТИТУТА  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

13 - 4604



М. Дражев, С. Паржицкий

КОМПЕНСАЦИЯ АМПЛИТУДНОЙ ЗАВИСИМОСТИ  
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЛЕДЯЩЕГО ПОРОГА

ЛАБОРАТОРИЯ НЕЙТРОННОЙ ФИЗИКИ

1969

13 - 4604

М.Дражев, С.Паржицкий

КОМПЕНСАЦИЯ АМПЛИТУДНОЙ ЗАВИСИМОСТИ  
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЛЕДЯЩЕГО ПОРОГА

8008/2 up

Физический институт  
высших исследований  
Библиотека

В реальных условиях ядерно-физического эксперимента, временное разрешение спектрометрических систем, как правило, намного хуже, чем те "рекордные" достижения, полученные в отдельных случаях, о которых сообщается в последнее время в ряде работ /1,2,3/.

Это чаще всего связано с использованием расширенных динамических диапазонов, когда из-за непрерывного характера регистрируемых спектров или плохого амплитудного разрешения "временных" детекторов, амплитудная зависимость входных устройств начинает играть существенную роль.

Уменьшение амплитудной зависимости путем снижения порогов входных формирователей приводит к возрастанию шумовых и фоновых загрузок, к увеличению влияния предимпульсов /4/ и к использованию

начальной части импульса, где его крутизна меньше. Так как существует некоторое оптимальное отношение амплитуды импульсов к величине порога /1,2/, запуск входных формирователей по фронту является рациональным только в случаях, когда динамический диапазон достаточно узок, например,  $\frac{E_{\text{макс}}}{E_{\text{мин}}} \approx 1,5$ .

Большинство широкодиапазонных методов уменьшения амплитудной зависимости (например, классическое пересечение нуля, обострение импульсов при помощи нелинейных реактивных элементов, использование накопленного заряда диодов и т.д.) приводит к ухудшению максимально достижимого разрешения /5,6/ или не обладает достаточным быстродействием и универсальностью (применение нелинейных методов компенсации на выходе конверторов /7/).

По-видимому, самым перспективным в настоящее время, как нами было уже показано /14/, является так называемый метод

следящего порога /8-13/, при использовании которого запуск входных формирователей осуществляется всегда на определенном, предварительно выбранном уровне, соответствующем фиксированной части амплитуды импульсов. К сожалению, до сих пор анализ этого метода не проводился, а известные схемные решения устарели /8,9/, слишком сложны /10,11/, или лишены универсальности /12/.

### Общие сведения

Как известно, время, необходимое для достижения уровня запуска входных формирователей (если отсчитывать его от начала импульса), с достаточной точностью дается выражением

$$t_n \approx \tau_\phi \frac{U_0}{U_i}, \quad (1)$$

где  $t_n$  - время достижения уровня запуска (порога),

$\tau_\phi$  - время нарастания импульсов,

$U_0$  - порог входных формирователей,

$U_i$  - амплитуда входных импульсов.

Очевидно, что в случае амплитудной независимости  $t_n$  должно сохраняться постоянным:

$$t_n = m\tau_\phi = const, \quad (2)$$

где  $m$  - уровень запуска, выраженный в единицах  $U_i$ , а также время достижения порога в единицах  $\tau_\phi$ :

$$m = \frac{U_0}{U_i} = \frac{t_n}{\tau_\phi} \leq 1. \quad (3)$$

При введении некоторого дополнительного члена  $\tau_\phi \frac{U_k}{U_i}$  в выражение (1) время достижения порога будет равно:

$$t_n = \tau_\phi \frac{U_0}{U_i} - \tau_\phi \frac{U_k}{U_i}. \quad (4)$$

и, когда  $U_0 - U_k = mU_i$ , выполняется условие (2) для амплитудной независимости, так как в таком случае

$$t_n = \tau_\phi \frac{U_0}{U_i} - \tau_\phi \frac{-mU_i + U_0}{U_i} = m\tau_\phi = \text{const} \quad (5)$$

Тогда для амплитуды компенсационного сигнала имеем:

$$U_k = -mU_i + U_0, \quad (6)$$

и полагая, что  $\frac{U_0}{m} = U_n$ , получаем:

$$U_k = m(-U_i + U_n) \quad (7)$$

Из выражений (6) и (7) следует, что минимальная амплитуда входного сигнала, для которой компенсация еще осуществляется, определяется из условия

$$mU_i + U_0 = m(-U_i + U_n) = 0, \quad (8)$$

следовательно, минимальная амплитуда входных сигналов равна:

$$U_{i\text{мин}} = \frac{U_0}{m} = U_n, \quad (9)$$

и для максимального достижимого динамического диапазона получаем:

$$D = \frac{U_{i\text{макс}}}{U_{i\text{мин}}} = m \frac{U_{i\text{макс}}}{U_0}, \quad (10)$$

т.е. практически динамический диапазон ограничивается только снизу и определяется отношением  $\frac{U_0}{m}$ .

## Некоторые схемные вопросы

Методика получения компенсационных сигналов сводится к двум возможным схемным решениям:

1. Инвертирование входного сигнала с последующим обрезанием снизу на уровне  $U_n$ , что проще всего осуществляется импульсным трансформатором и введением диодного порога (см.рис.1).

2. Инвертирование входного сигнала и последующее сложение с некоторым сигналом постоянной амплитуды  $U_n$  (метод пьедестала).

Сложение входного сигнала с компенсационным можно реализовать параллельным или последовательным образом, вводя при этом затухание, удовлетворяющее условиям (3), (6), (7), т.е.

$$m = \frac{t_n}{\tau_\phi} = \frac{U_k - U_0}{U_i} = \frac{U_k}{U_i - U_n} \quad (II)$$

Так как сигнал компенсации уже должен присутствовать в момент запуска формирователя, входной сигнал необходимо задержать на некоторое время  $t_3$  и, имея в виду, что  $t_{n\text{макс}} = \tau_\phi$ , целесообразно выбирать  $t_3 \approx \tau_\phi$ . При учете конечного времени спада компенсационного сигнала  $\tau_c$  (если не приняты специальные меры его удлинения) время достижения порога формирователя будет отличаться от (2), (4), (5), и в линейном приближении его можно представить в виде:

$$t_n^* \approx m \frac{\tau_\phi \tau_c}{\tau_c + m \tau_\phi} \quad (I2)$$

Пример схемного решения второго типа (с диодным порогом) приведен на рис.2.

Здесь входной сигнал инвертируется импульсным трансформатором  $T$  ( $\mu_n = 600$ ,  $N_p = N_s = 14$ ), обрезается температурно скомпенсированным порогом ( $D_1$ ,  $D_2$ ) и слагается с задержанным входным импульсом параллельным образом прямо на туннельном диоде  $T D_1$  входного одновибратора. Выбором отношения резисторов  $R_2$  и  $R_3$  изменяется относительный уровень запуска (в данном случае  $m \approx 0,5$ ), а выполнение условия (6) осуществляется при помощи потенциометра  $R_4$ . Второй одновибратор уменьшает влияние изменения амплитуды входных сигналов на амплитуду выходных импульсов. В случае необходимости увеличения быстродействия можно применить одновибраторы на линиях или с принудительным возвратом, а при использовании формирователей в качестве отдельного блока — на выходе предусмотреть эмиттерный повторитель.

### Экспериментальные результаты

Из результатов экспериментальных исследований входных устройств вышеуказанного типа можно сделать следующие выводы:

1. Временной сдвиг выходного сигнала по отношению к входному не превышает  $\pm 70$  нсек, если амплитуда последнего не меньше утроенной величины порога. В более узком динамическом диапазоне временной сдвиг уменьшается в значительной степени, например, для  $\frac{E_{\max}}{E_{\min}} = 40$  и  $E_i \geq 5E_p$ , он имеет величину примерно  $\pm 27$  нсек (рис.3).

2. Отношение величины порога к амплитуде импульсов не является критичным в широких пределах по отношению к временному разрешению (рис.4). При малых величинах этого отношения наблю-

дается ухудшение разрешения, что не согласуется с сообщением /13/.

3. Экспериментально измеренные значения (рис.5) для временного разрешения в широком динамическом диапазоне (при изменении окна пропускания по одному каналу) отличаются незначительно от расчетной зависимости ожидаемого разрешения, полученной с учётом вклада отдельных участков комптоновского спектра по закону  $\frac{1}{\sqrt{E}}$ . Экспериментально измеренные значения в таких же условиях, но при пропускании широкого динамического диапазона по обоим каналам (рис.6) совпадают также удовлетворительно с ожидаемыми величинами.

4. Пороговое напряжение, для которого временное разрешение оптимально для широкого динамического диапазона (напр.,  $\frac{E_{\text{макс}}}{E_{\text{мин}}} = 70$ ), несколько отличается от измеренных значений в узком диапазоне ( $\frac{E_{\text{макс}}}{E_{\text{мин}}} = 1,33$ ), что можно объяснить некоторым ухудшением компенсации амплитудной зависимости при амплитудах входных сигналов, сравнимых с величиной порога (см.рис.7).

5. Как и следовало ожидать, выигрыш во временном разрешении особенно значителен в случае расширенных динамических диапазонов, что иллюстрируется рис.5 и 6, а также рис.8, из которых видно, что для  $\frac{E_{\text{макс}}}{E_{\text{мин}}} = 10$  временное разрешение на уровне 0,1 улучшается в 3,3 раза, а на уровне 0,5 - в 2,7 раза по сравнению с разрешением при запуске по фронту и составляет величину 430 псек вместо 1180 псек.

#### Заключение

Приведенный анализ и экспериментальные результаты показывают, что амплитудная зависимость входных устройств для временных измерений со следящим порогом можно уменьшить в такой степени, что ухудшение временного разрешения из-за использования широких динамических диапазонов приближается к расчетным значениям, полученным исходя из зависимости  $\frac{1}{\sqrt{E}}$ , а временная ошибка в случае, когда амплитуда входных сигналов превышает величину порога в 5 раз, не превосходит  $\pm 27$  псек.



## Л и т е р а т у р а

1. G.Bertolini et. al, Trans. Nucl. Sci., N5-13 (1966).
2. J.Miehe et. al. Trans. Nucl. Sci., N5-13 (1966).
3. G.Breuzé, P.Sawine. Intern.Symp. of Nucl. Electronics Versailles (1968).
4. M.Bonitz et.al. ZFK-PHA 10, Dresden (1963).
5. C.Williams. Ortec Communication, USA March 1967.
6. М.Дражев, С.Паржицкий. Препринт ОИЯИ, 3-3467, Дубна, 1967 .
7. В.Лапшин и др. Препринт ОИЯИ, 13-1987, Дубна, 1966 .
8. B.Iohansson. Nucl.Instr.Meth., I, N5, 274 (1957).
9. J.Draper et.al. Rev.Sci.Instr., 31, I (1960).
10. D.Gedcke, W.M-C Donald. Nucl.Instr.Meth., 55(2), 377(1967).
11. D.Gedcke, W.M-C Donald. Nucl.Instr.Meth. 58(2), 253(1968).
12. Е.Мелешко. Материалы Симпозиума по наносекундной ядерной электронике, 225, Дубна, 1967(1968).
13. Ortec Communications USA, Decembre 1968.
14. М.Дражев. Материалы Семинара по ядерной электронике, Варна, 1969.

Рукопись поступила в издательский отдел

18 июля 1969 года.

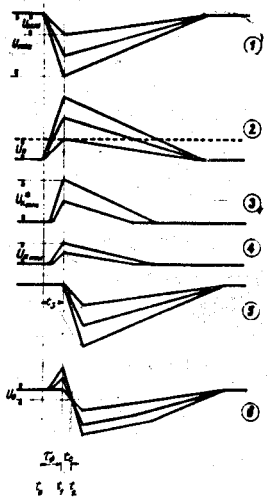


Рис. I . Временно-амплитудные диаграммы, иллюстрирующие получение компенсационного сигнала. 1 - входной сигнал; 2 - инвертированный сигнал;  $U_n$  - уровень обрезания; 3 - сигнал компенсации после обрезания; 4 - сигнал компенсации после деления на  $\frac{1}{m}$ ; 5 - входной сигнал, задержанный на время  $t_3 = \tau_\phi$ ; 6 - сигнал на входе одновибратора.

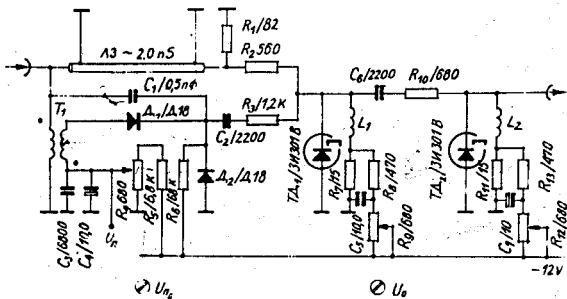


Рис. 2. Принципиальная схема входного устройства со следящим порогом.

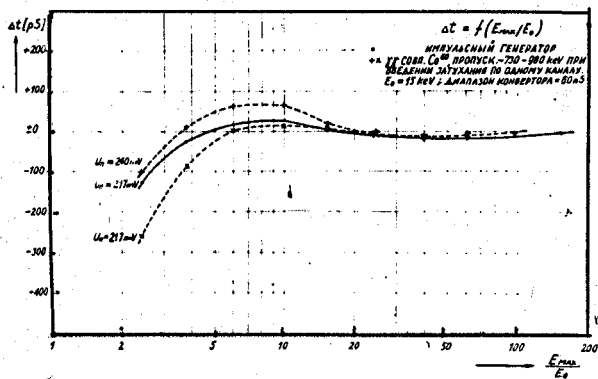


Рис. 3. Изменение временного сдвига выходного сигнала по отношению к входному в случаях использования импульсного генератора или источника  $^{60}\text{Co}$  ( $\gamma$ -совпадения) для разных величин  $U_{no}$ .

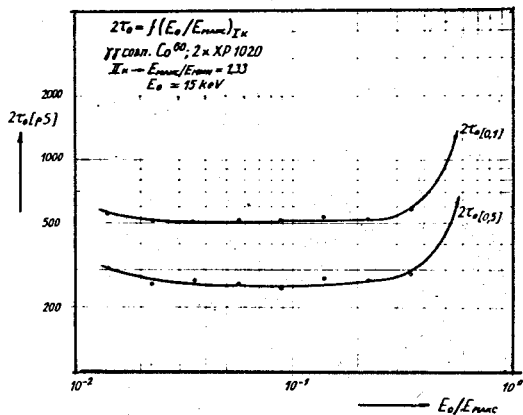


Рис. 4. Зависимость временного разрешения на уровне 0,1 и 0,5 от отношения  $\frac{E_0}{E_{\max}}$  (по одному каналу).

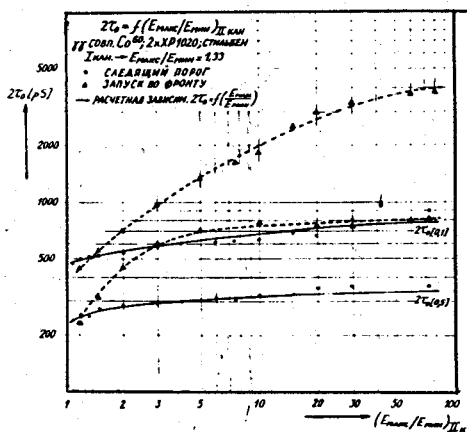


Рис. 5. Зависимость временного разрешения на уровне 0,1 и 0,5 от отношения  $\frac{E_{\max}}{E_{\min}}$  (по одному каналу). Сплошные кривые — расчетная зависимость, пунктирные кривые — запуск по фронту (экспериментальная зависимость).

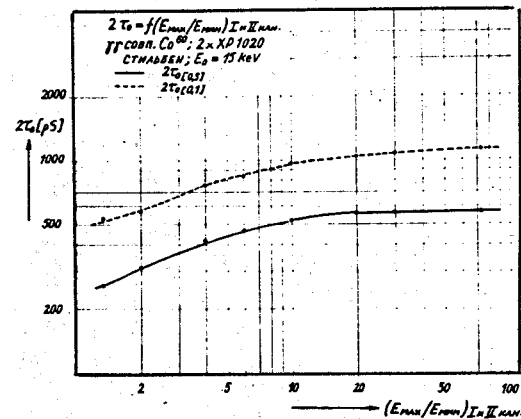


Рис. 6. Зависимость временного разрешения на уровне 0,1 и 0,5 от отношения  $\frac{E_{\max}}{E_{\min}}$  (по двум каналам одновременно).

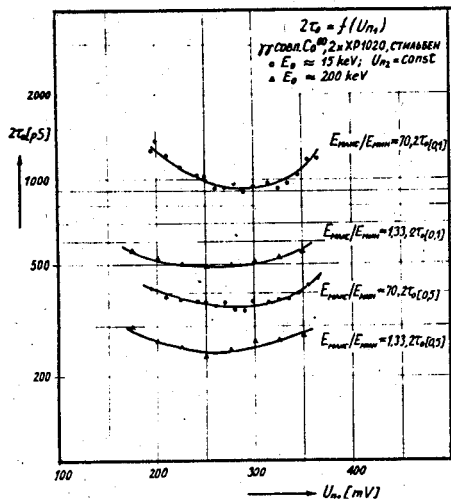


Рис. 7. Зависимость временного разрешения на уровне 0,1 и 0,5 для динамических диапазонов  $\frac{E_{\text{макс}}}{E_{\text{мин}}} = 1,33$  и  $\frac{E_{\text{макс}}}{E_{\text{мин}}} = 70$  от величины напряжения  $U_{п.г.}$  (по одному каналу).

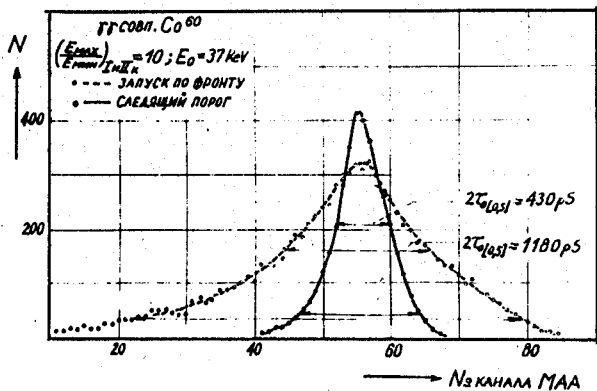


Рис. 8 Временное разрешение ( $\gamma\gamma$ -совпадения от  $^{60}Co$  при использовании 2-х ФЭУ ХР1020 и стильбеновых сцинтилляторов) на уровне 0,1 и 0,5 для динамического диапазона  $\frac{E_{\max}}{E_{\min}} = 10$  для двух каналов. Пунктирные кривые - то же самое, но запуск по фронту.