

ОБЪЕДИНЕННЫЙ
ИНСТИТУТ
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ
ДУБНА



СЗУУ.3а
А-65

23/VI

13 - 7125

2689/2-73

К.Андерт, Ф.Габриэль, А.И.Калинин

ЛИНЕЙНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ
ДЛЯ СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

1973

ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ ПРОБЛЕМ

13 - 7125

К.Андерт, Ф.Габриэль, А.И.Калинин

**ЛИНЕЙНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ
ДЛЯ СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ**

Направлено в ПТЭ

Спектрометрический усилитель - один из широко распространенных приборов в практике физического эксперимента, необходимый при работе с самыми разнообразными детекторами ядерных излучений. Усилитель может быть включен как непосредственно с детектором, так и после малозумящего предусилителя. И в том, и в другом случае, в зависимости от детектора и диапазона регистрируемых энергий, требуемый коэффициент усиления может изменяться от единиц до нескольких тысяч. Почти в любом эксперименте предпочтительно, а иногда и просто необходимо работать при максимально высокой скорости счета. В связи с этим современный усилитель должен работать вплоть до 10^5 импульсов в секунду. При работе с полупроводниковыми детекторами желательна гауссовская или близкая к ней форма выходных импульсов, обеспечивающая высокое отношение сигнала к шуму при минимальной длительности импульсов. Усилитель должен иметь хорошую температурную стабильность, высокую линейность, а также малое время восстановления после амплитудных перегрузок.

В данной работе рассматривается такой достаточно универсальный спектрометрический усилитель. Блок-схема усилителя показана на рис. 1. Усилитель состоит из 4-х примерно одинаковых усилительных секций с коэффициентом усиления 10 каждая и одного разделительного каскада без усиления $/K=1/$. Переключатель дифференцирующих CR-цепей и резистор для компенсации полюса нулем стоят на входе усилителя. Весь усилитель охвачен глубокой обратной связью по постоянному току, что обеспечивает стабильность режимов всех каскадов и постоянный нулевой потенциал на выходе усилителя.

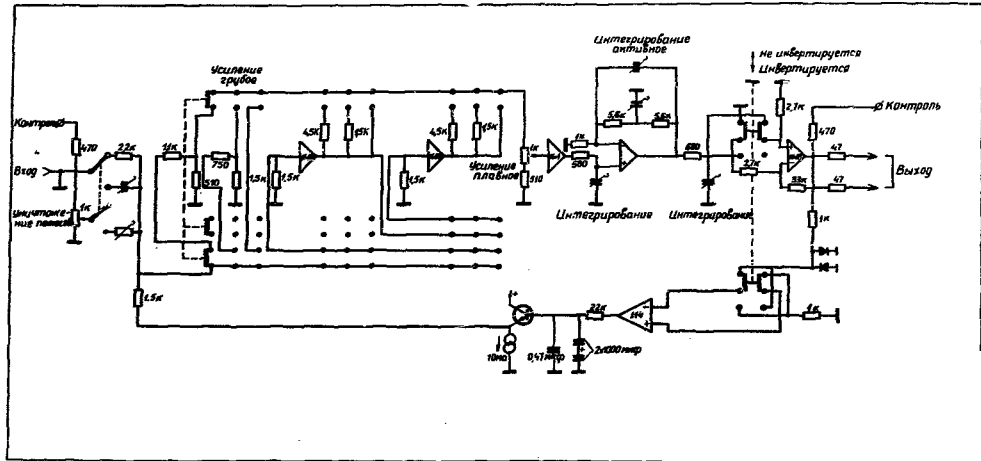


Рис. 1. Блок-схема спектрометрического усилителя.

Коэффициент усиления грубо изменяется ступенями от 5 до 2000 /сначала только переключателем, затем - переключателем и отключением отдельных каскадов одновременно/. Усиление плавно регулируется потенциометром на входе 3-го каскада. Общий диапазон изменения коэффициента усиления - 2,5 - 3000.

Полная схема усилителя приведена на рис. 2. Усилительная секция состоит из входной дифференциальной пары, усилительного каскада с общим эмиттером и эмиттерного повторителя, охваченных последовательной обратной связью по напряжению. Разомкнутый коэффициент усиления секции равен 5000. На входе каждой усилительной секции /кроме выходной/ стоит двусторонний ограничитель, состоящий из двух транзисторов, включенных как диоды. Это предотвращает возможность насыщения транзисторов в самой секции при амплитудных перегрузках. Усилительная секция построена на кремниевых транзисторах с $f_T = 250$ мгц, при этом время нарастания каждой секции с обратной связью составляет менее 50 нсек.

Для достижения высокой температурной стабильности отдельных каскадов и всего усилителя использовались высокостабильные резисторы с $TKE = 50 \cdot 10^{-6} / ^\circ C$. В диапазоне температур $T = /20 \div 70 / ^\circ C$ температурный уход коэффициента усиления всего усилителя меньше $50 \cdot 10^{-6} / ^\circ C$.

Интегрирование сигнала производится в 4-м каскаде. Оно выполняется двумя пассивными RC цепями и активным фильтром низких частот /рис. 4г/, построенном на операционном усилителе такого же типа, как в предыдущих каскадах. Как показывает расчет /см. приложение/, такое формирование при соответствующем выборе элементов активного фильтра дает нормированное отношение шума к сигналу $\Delta / \Delta_0 = 1,165$, при этом длительность импульса на уровне 0,1% максимальной амплитуды составляет $t_u / r_0 = 4,67$, а выброс обратной полярности - 0,065%. Учитывая, что детекторы имеют конечное время нарастания /10-200 нсек/, в реальных условиях выброс всегда будет меньше расчетной величины.

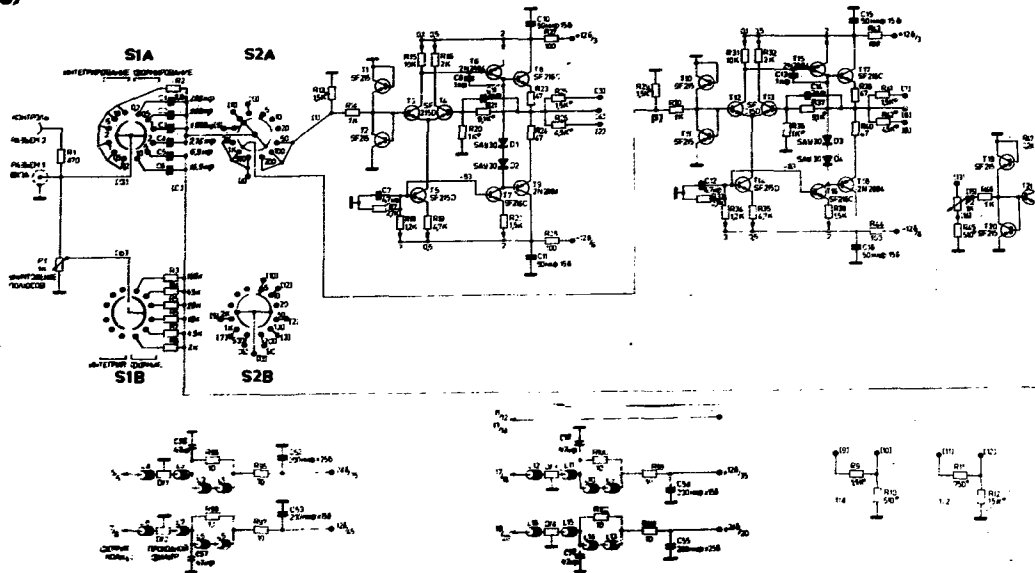
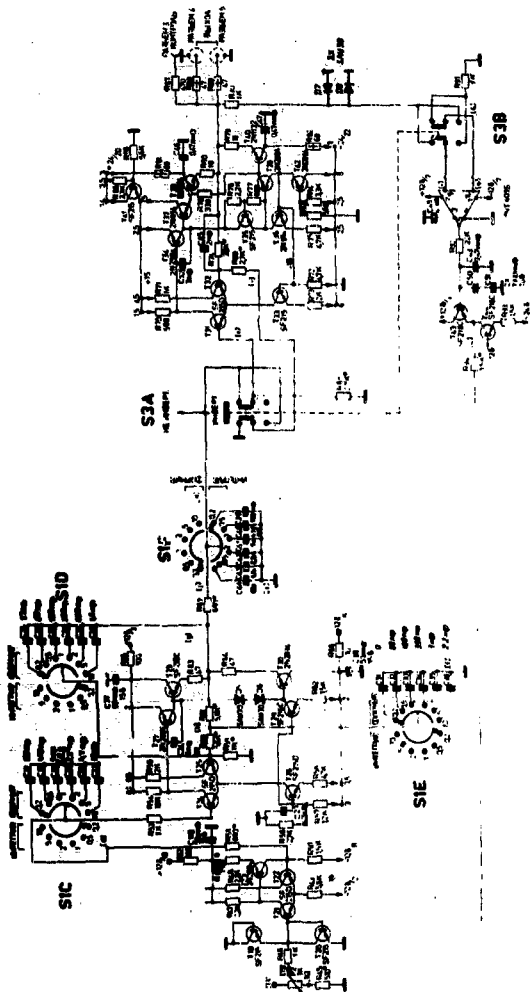


Рис. 2. Принципиальная схема спектрометрического усилителя.



В таблице 1 приведены сравнительные данные для некоторых способов формирования на RC цепях, для предложенного способа формирования с активным фильтром, а также для треугольного и теоретического импульсов. Длительность импульса рассчитана на уровне 1 и 0,1% максимальной амплитуды и выражена в единицах оптимальной постоянной времени τ_0 для случая CR + RC.

Приведенные в таблице значения минимального нормированного отношения шума к сигналу $\Delta_{\text{мин.}}/\Delta_0$ соответствуют минимальному приведенному ко входу шуму при оптимальных постоянных времени. Однако следует заметить, что зависимость шума от постоянной времени формирования очень слабая, например, ухудшению шума всего на 1% соответствует уменьшение постоянной времени и длительности импульса почти на 20%, таким образом, оценивать качество формирования по минимальному шуму не очень показательно. Более наглядна зависимость нормированного шума от длительности импульса, приведенная на рис. 3 для тех же способов формирования. Нижняя заштрихованная линия соответствует теоретическому формированию при заданной длительности импульса ^{1,2,3}/. Крестиком на рис. 3 отмечены параметры предложенного в данной работе формирования CR+2xRC + АФ которое, как видно, эквивалентно шести-кратному интегрированию, однако практическое выполнение его существенно проще.

Единственное жесткое требование при конструировании активного фильтра - операционный усилитель должен быть достаточно быстрым. Рассмотренный выше усилительный каскад на транзисторах обеспечивает достаточное быстродействие на всех диапазонах формирования.

Постоянные времени дифференцирования и интегрирования переключаются от 0,25 до 10 мксек. Для работы с короткими входными импульсами, например, от сцинтилляционного счетчика, предусмотрена возможность исключения дифференцирующих цепей /и компенсации полюса нулем/, т.к. в этом случае они ухудшают загрузочную способность. Инвертирование сигнала осуществля-

Таблица I

	$\frac{\Delta_{\text{мцн}}}{\Delta_0}$	$\frac{t_{\text{м}}}{\tau_0}$ (1%)	$\frac{t_{\text{м}}}{\tau_0}$ (0,1%)	$\tau = \tau_{\text{инт.}} = \tau_{\text{дифф.}}$	K
CR+RC	1,36	7,6	10,2	1,0	0,368
CR+4xRC	1,164	5,21	6,35	0,38	0,195
CR+6xRC	1,148	5,03	6,06	0,30	0,161
CR+2xRC+AP	1,166	4,27	4,67	0,48	0,34
/гаусс/ CR+n x RC n → ∞	1,124	4,30	5,26	0	0
2xΠ3+∫ (треугольн.)	1,075		3,46		
Теорет.	$\sqrt{\text{cth} \frac{t_{\text{м}}}{2\tau_0}}$		$\frac{t_{\text{м}}}{\tau_0}$		

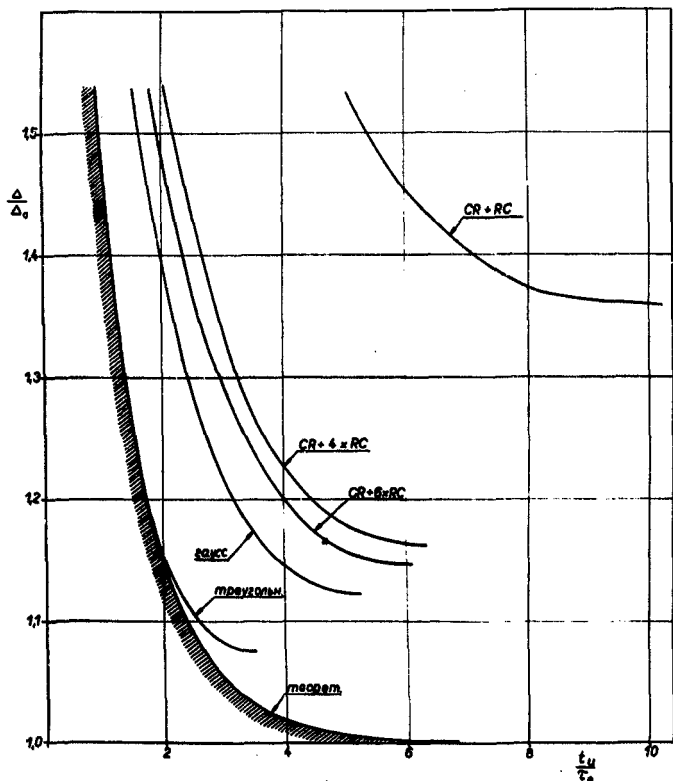


Рис. 3. Зависимость нормированного шума при разных способах формирования от длительности импульса. /Длительности гладких импульсов рассчитаны на уровне 0,1% максимальной амплитуды, в том числе начало и конец гауссовского импульса/. Крестик соответствует формированию с активным фильтром $CR + 2 \times RC + AF$, примененному в данной работе.

ется при помощи дифференциальной пары выходного каскада. Усилительная секция этого каскада имеет двойной эмиттерный повторитель, что необходимо для работы на кабель. Кроме того, в выходном каскаде вместо 4-х диодов, задающих открывающий потенциал эмиттерных повторителей, включён один транзистор с резисторной параллельной обратной связью, при этом выходное напряжение транзистора точнее соответствует 4-кратному напряжению эмиттерно-базового перехода.

Для стабилизации выходного потенциала усилителя при изменении скорости счета или входного потенциала используется линейный восстановитель нулевой линии, выполненный при помощи операционного усилителя УТ-401Б и эмиттерного повторителя.

Спектрометрический усилитель имеет следующие основные технические данные:

входное сопротивление	более 500 ом
максимальный входной потенциал, не влияющий на параметры усилителя	± 5 в
максимально допустимая амплитуда входного сигнала	100 в
среднеквадратичное шумовое напряжение, приведенное ко входу,	не более 15 мкв
диапазон изменения коэффициента усиления	- от 2,5 до 3000
температурная стабильность коэффициента усиления в диапазоне температур 10-50 °С	- $50 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$
зависимость коэффициента усиления от изменения напряжения питания на 5%	- менее 10^{-4}
диапазон изменения постоянных интегрирования и дифференцирования	- /0,25 ÷ 10/ мксек
диапазон компенсации полюса нулем	- от 30 мкс до ∞
расширение длительности выходного импульса в 2 раза на уровне 2% от максимальной амплитуды	- - - -
	- при 1000 -кратной перегрузке
полярность выходных импульсов	- - - - - любая
максимальная амплитуда выходного импульса	± 12 в на 500 ом; ± 5 в на 50 ом
интегральная нелинейность	не более 0,05%

выходное сопротивление - - - - - 50 ом
 выходной потенциал - - - - - не более ± 5 мв
 температурное изменение выходного потенциала -
 не более 20 мкв/ С
 спектрометрический усилитель построен в стандарте
 "Вишня" с габаритами передней панели 80 x 160 мм.
 Потребление тока:

-12 в	45 ма
+12 в	35 ма
-24 в	25 ма
+24 в	20 ма.

Загрузочная способность усилителя проверялась с Ge(Li) - детектором объемом 30 см³, Энергетическое разрешение, равное 3 кэв на линии 1,3 Мэв (⁶⁰Co), почти не изменилось при увеличении скорости счета до 50.10³ имп/сек и ухудшилось до 5 кэв при 10⁵ имп/сек.

В заключение авторы выражают благодарность В.Н.Шуравину, оказавшему большую помощь при изготовлении и настройке усилителей, В.Погосову и М.Стары за программирование на ЭВМ и другие вычислительные работы и А.Липтаковой за выполнение большого объема графических работ.

Приложение

Как уже отмечалось, для работы с большой скоростью счета при сохранении высокого энергетического разрешения в спектрометрических усилителях необходимо использовать формирование импульсов, близкое к гауссовскому. Такое формирование можно получить при включении одной CR -дифференцирующей цепи и нескольких RC-интегрирующих цепей. Однако при многократном интегрировании для изоляции отдельных RC-цепей требуется много отдельных каскадов усиления. Применение RLC-звеньев /4,5/ позволяет концентрировать интегрирование в 1-2 каскадах, однако схемы с индуктивностями менее стабильны. Другой способ получения формы импульса, близкой к гауссовской, - применение вместо RC- интегрирующих цепей активных фильтров /АФ/ на

основе операционных усилителей. Хотя активные фильтры низкой частоты известны давно, их возможности в спектрометрических усилителях изучены очень мало. Усилитель, интегрирующая часть которого состоит из двух одинаковых АФ, рассчитан в работе ^{/6/}. Однако выбор элементов АФ сделан не оптимально, в результате форма выходного сигнала имеет существенный выброс обратной полярности /около 2,5%/ . Аналогичный АФ, но в сочетании с двумя пассивными RC-интегрирующими цепями используется в ^{/7/}, при этом форма импульса и параметры формирования лучше, но коэффициент передачи такого фильтра мал, т.к. разделяющий пассивные фильтры резистор должен быть достаточно высокоомным. Схема этого фильтра показана на рис. 4а. Ниже на этом рисунке приведены еще некоторые формирующие схемы, также с пассивными RC-цепями. В фильтре на рис. 4б ^{/8/} два АФ имеют разные граничные частоты, так что все полюса АФ и пассивной RC цепи, определяющие частотную характеристику фильтра низких частот, располагаются в комплексной плоскости на одной линии, параллельной мнимой осн. При этом достигается еще большее приближение к оптимальной форме импульса, но практическое выполнение такого фильтра сложнее. Дальнейшим приближением к теоретической форме импульса может служить фильтр ^{/4/}, показанный на рис. 4в, в котором семь полюсов расположены на одной линии. С такой схемой получены параметры формирования $\frac{\Delta}{\Delta_0} = 1,13$; $\frac{t_n}{t_0} = 4,3$ /лучшие, чем с гауссовским фильтром.

В данной работе применяется формирование, интегрирующая часть которого состоит из АФ с параллельной обратной связью и 2-х пассивных RC-цепей. Блок-схема формирующих элементов показана на рис. 4г. Как видно, свободный неинвертирующий вход позволил построить весь фильтр на одном каскаде.

Частотная характеристика АФ описывается передаточной функцией:

$$K(p) = \frac{1 + \frac{C_3 R_2 + R_3}{2pR_3C_2} \left(1 + \frac{C_3}{C_2} \frac{R_2 + R_3}{2R_2}\right) + p^2 C_2 C_3 \frac{R_3^2}{K_0}}{1 + 2pR_3C_2 + p^2 C_2 C_3 R_3^2 p^2}$$

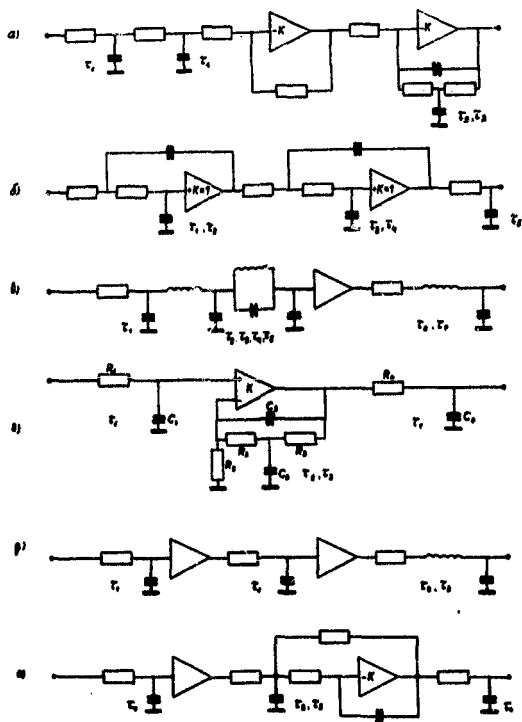


Рис. 4. Схемы формирования /без дифференцирующего звена/, позволяющие получить близкую к гауссовской форму импульса: а/ фильтр усилителя *ORTEC-450* /7/, /два реальных полюса, два комплексных, один нуль/; б/ фильтр усилителя *CANBERRA* /8/ /один реальный полюс, четыре комплексных/; в/ фильтр Наулина /4/ /один реальный полюс, шесть комплексных/; г/ схема с активным фильтром, используемая в данной работе /два реальных, два комплексных полюса, два нуля/; д/ схема с *RLC* /два реальных полюса, два - комплексных/; е/ схема с активным фильтром /два реальных полюса, два комплексных/.

где $K_0 = \frac{2R_3 + R_2}{R_2}$, а остальные элементы обозначены

на рисунке. /При выводе этого выражения предполагалось, что коэффициент усиления операционного усилителя во всем частотном диапазоне много больше K_0 , т.е. операционный усилитель достаточно быстрый/. Поведение системы, описываемой приведенной передаточной функцией, на комплексной плоскости определяется двумя полюсами и двумя нулями, причем положение корней легко задается параметром $\gamma = C_3/C_2$. Из общих соображений очевидно, что в оптимальном случае корни АФ должны быть комплексные, но расположенные недалеко от реальной оси. Кроме того, качество формирования зависит от отношения α постоянных времени пассивных RC-цепей и активного фильтра $\alpha = \tau_{RC} / \tau_{AF}$. /Постоянная времени дифференцирования τ_{CR} равна постоянной времени интегрирования τ_{RC} /. Для расчета основных показателей всей формирующей схемы выбран ряд точек с разными γ и α при $K_0 = 11$. Для каждой комбинации γ и α определялись максимальное значение коэффициента передачи $K_{\text{макс}}$, длительность импульса на уровне 1 и 0,1%, величина обратного выброса и, конечно, нормированное отношение шума к сигналу. Лучшие параметры формирования получены при $\gamma = 1,5 - 2,0$ и $\alpha = 0,9 - 1,1$. Например, для $\gamma = 1,96$ и $\alpha = 1,0$ нормированный шум

$$\frac{\Lambda}{\Lambda_0} = 1,166, \text{ длительность импульса } \frac{t_{\text{и}}(0,1\%)}{\tau_0} = 4,67 \text{ и}$$

выброс обратной полярности равен $\delta = 0,065\%$ максимальной амплитуды.

Близкое к гауссовскому формирование можно получить также при помощи фильтров, приведенных на рис. 4д и 4е. Их частотная характеристика в комплексной плоскости описывается двумя комплексными и двумя реальными полюсами без нулей. В первой схеме комплексные нули получаются настройкой RLC-контура в колебательный режим, во второй схеме - активным фильтром. Расчет, проведенный для нескольких комбинаций γ и α , показывает, что по параметрам форми-

рования эти фильтры примерно эквивалентны схеме на рис. 4г. Например, при $\gamma = 1,96$ и $\alpha = 1,0$ получено

$$\frac{\Delta}{\Delta_0} = 1,150; \quad \frac{tu^{(0,1\%)}}{\tau_0} = 5,27 \text{ и } \delta = 0\%.$$

Литература

1. F. T. Arechi et al. *Energia Nucleare* 7, 691 (1960).
2. Ю. К. Акимов и др. Полупроводниковые детекторы ядерных частиц и их применение. Атомиздат, стр. 96, 1967.
3. M. Konrad. *IEEE Trans. on Nucl. Sci.*, NS-15, No. 1, 268 (1968).
4. C. N. Nowlin. *IEEE Trans. On Nucl. Sci.*, NS-17, No. 1, p. 226 (1970).
5. С. И. Орманджиев. Сообщение ОИЯИ Р6-6052, Дубна, 1971.
6. А. М. Зубарева, Г. Г. Субботина, В. Г. Субботин. Сообщение ОИЯИ 13-4458, Дубна, 1969.
7. Spectroscopy Amplifier ORTEC, Model 450, Operating Manual.
8. Spectroscopy Amplifier CANBERRA, Model 1413, Operating Manual.

Рукопись поступила в издательский отдел
28 апреля 1973 года.