

ОБЪЕДИНЕННЫЙ
ИНСТИТУТ
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ
ДУБНА



Б-272

8/1к-75
e
13 - 8911

С.Г.Басиладзе

3392/2-75

УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ ДРЕЙФОВЫХ КАМЕР

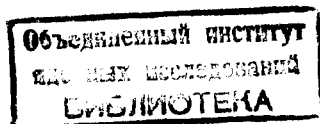
1975

13 - 8911

С.Г.Басиладзе

УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ ДРЕЙФОВЫХ КАМЕР

Направлено в ПТЭ



В настоящей работе кратко рассмотрены основные требования к усилителям дрейфовых камер /ДК/, описаны два варианта схем, построенных на интегральных схемах с эмиттерной связью типа "дифференциальный приемник".

Задача построения усилителя-формирователя для ДК сводится в основном к созданию схемы временной привязки к импульсам тока малой амплитуды, источником которых является ДК. Как известно^{/1,2/}, амплитуда импульсов тока составляет $30 \div 50$ мкА с разбросом $20 \div 30\%$, передний фронт импульса имеет время нарастания $10 \div 20$ нс, длительность сигнала на полувысоте $30 \div 40$ нс. Спад импульса, как и в других детекторах с газовым усилением, несколько затянут и имеет "хвост" продолжительностью $80 \div 160$ нс. Собственное разрешение ДК достигает $0,1$ мм, что в пересчете через скорость дрейфа составляет ~ 2 нс. Как показано в^{/1,2/}, оптимальным значением входного сопротивления усилителя является величина ~ 300 Ом. При меньшей величине наблюдаются паразитные колебания в цепи входного сигнала, недопустимые, если требуется высокое разрешение по двойным частицам. При большей величине сопротивления становится заметным затягивание импульса на входе усилителя из-за действия паразитной интегрирующей емкости.

Усилитель-формирователь ДК должен иметь достаточный уровень усиления, обладать нелинейной переключающей характеристикой - формировать импульсы в стандартных уровнях, с которыми работает регистрирующая электроника. Из временных характеристик важ-

нейшими являются две: величина изменения задержки выходного сигнала в диапазоне входных амплитуд и время восстановления усилителя по окончании входного сигнала. Формирование выходного сигнала по длительности не является обязательным, т.к. информацию несет лишь передний фронт и длительность импульсов с ДК достаточна для срабатывания регистрирующей электроники.

Изменение задержки на выходе любой схемы временной привязки можно разделить на две составляющие. Первая связана с изменением амплитуды входных сигналов, обладающих конечным временем фронта, она имеется даже у идеального /безынерционного/ дискриминатора с постоянным порогом. Вторая обусловлена инерционностью /необходимостью получения определенного количества энергии для срабатывания/ самого дискриминатора и определяется как величина "гуляния" выходного сигнала дискриминатора при изменении амплитуды идеального ступенчатого сигнала на входе.

В предположении линейного нарастания переднего фронта сигнала длительностью t_{ϕ} и амплитудой - A , для первой составляющей очевидно соотношение для времени срабатывания идеального дискриминатора, обусловленного наличием у него порога A_{Π} : $t_{\text{ср}} = (A_{\Pi}/A) \cdot t_{\phi}$. Отсюда изменение времени срабатывания за счет изменения /разброса - ΔA / амплитуд входных сигналов с конечным фронтом находится как:

$$\Delta t_{\phi} = - \frac{A_{\Pi}}{A} \cdot \frac{\Delta A}{A} \cdot t_{\phi} \quad /1/$$

Характеристику собственного "гуляния" схем временной привязки, построенную в полугарифмическом масштабе - $t_3 = f(\ln A)$, можно условно разделить на два участка. В области малых превышений над порогом срабатывания время задержки схемы резко уменьшается с ростом амплитуды входного сигнала, а затем, начиная с 2÷3 кратного превышения входного сигнала над порогом, имеется участок сравнительно слабого сокращения задержки. На этом участке график $t_3 = f(\ln A)$

можно, в первом приближении, представить прямой линией:

$$t_3 \cong t_{2\Pi} - k \cdot \ln(A/2A_{\Pi}), \quad /2/$$

где $t_{2\Pi}$ - время задержки схемы при величине входного сигнала, равного двум порогам - $2A_{\Pi}$, k - коэффициент пропорциональности.

Характеристику собственного "гуляния" обычно оценивают разностью задержек при изменении амплитуды ступенчатого входного сигнала от 2 до $20A_{\Pi}$, ниже эта величина обозначена как t_{Γ} . С учетом введенных обозначений нетрудно представить /2/ в виде:

$$t_3 = t_{2\Pi} - \frac{t_{\Gamma}}{\ln 10} \ln(A/2A_{\Pi}), \quad /3/$$

откуда изменение задержки за счет инерционности схемы при малом отклонении амплитуды ступенчатого входного сигнала от номинальной величины:

$$\Delta t^{\text{и}} = -0,4 t_{\Gamma} \frac{\Delta A}{A} \quad /4/$$

Из /1/ и /4/ видно, что схема временной привязки не вносит существенного вклада в неопределенность временного положения выходного импульса за счет собственной инерционности, если:

$$t_{\Gamma} < \frac{A_{\Pi}}{A} \cdot t_{\phi} \quad /5/$$

Для сигналов с ДК, если порог срабатывания усилителя-формирователя находится на уровне 5 мкА , а собственное "гуляние" составляет 5 нс^{2-4} , будем иметь $\Delta t_{\phi} = 0,5 \text{ нс}$; $\Delta t^{\text{и}} = 0,5 \text{ нс}$, т.е. обе составляющие дают одинаковый вклад во временную неопределенность. Их суммарная величина * меньше, чем временное раз-

*Общие формулы для сложения Δt_{ϕ} и $\Delta t^{\text{и}}$ получить затруднительно, можно сказать лишь, что суммарный временной сдвиг /неопределенность/ будет лежать между арифметической и геометрической суммами этих величин, т.е. в нашем примере составит $0,7 \div 1,0 \text{ нс}$.

решение ДК, но еще находится на сопоставимом с ним уровне. Повышать быстродействие усилителей-формирователей /уменьшать собственное "гуляние"/ имеет смысл лишь ~ в 2 раза, после чего определяющий вклад будет давать только Δt_{Φ} . Снизить же эту величину уменьшением порога срабатывания усилителя-формирователя нецелесообразно, т.к. в начальной области входного сигнала имеется, как обычно, участок сравнительно медленного нарастания амплитуды /т.е. отклонение от прямолинейного закона нарастания/, кроме того, за счет наличия "хвоста" у входного сигнала сильно возрастает мертвое время канала.

Естественной элементной базой для усилителя-формирователей ДК являются интегральные схемы с эмиттерной связью. В случае размещения усилителей непосредственно на ДК, со схемой точки зрения, целесообразней использовать усилители напряжения, а сопротивление нагрузки 300 Ом включать параллельно их входу. По сравнению с аналогичными усилителями для пропорциональных камер ^{5,6/}, требуется повысить усиление примерно втрое * /соответственно снижению входного сопротивления, при сопоставимых величинах порога по току/ и принять меры по максимально возможному расширению полосы пропускания усилителей и повышению быстродействия дискриминаторов.

Усилитель на схеме К1ЛПЗ81^{7/}. Принципиальная схема четверенного усилителя-формирователя типа 915^{8/} приведена на рис. 1. Использована интегральная схема "дифференциальный приемник" с однофазным выходом. Усилитель трехкаскадный, коэффициент усиления каждой секции ~ 6. Для повышения усиления и получения парафазного выхода параллельно выходному каскаду включен добавочный инвертирующий каскад. Основные секции выполнены неинвертирующими для снижения действия паразитной емкости база-коллектор транзисторов дифференциальной пары, что позволило сократить время фронта

* т.е. проблемы шумов усилителей ^{12/} пока еще не возникает.

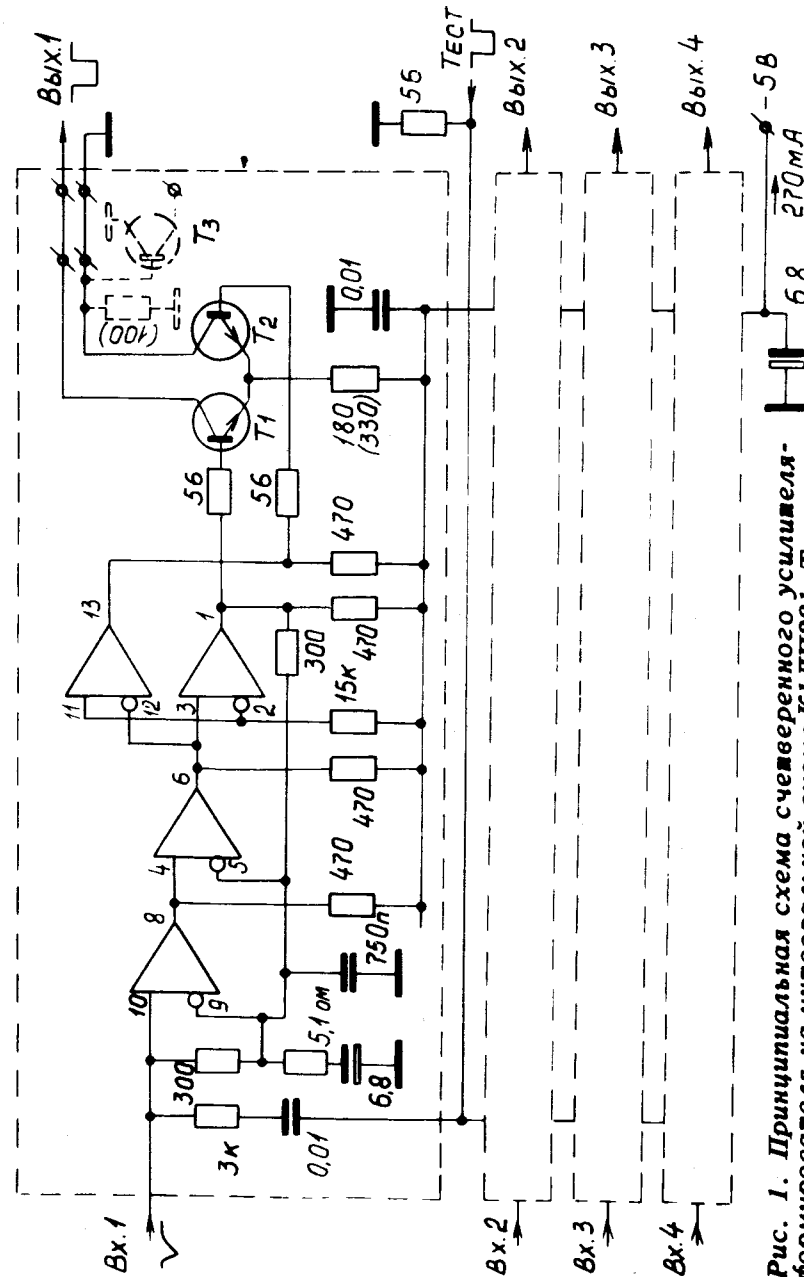


Рис. 1. Принципиальная схема четверенного усилителя-формирователя на интегральной схеме К1ЛПЗ81. Транзисторы Т1 ÷ Т3 - КТ316.

усилителя ^{16/} до $8 \div 9$ нс. Режим усилителя задается с помощью обратной связи по постоянному току. Резисторно-емкостная цепочка $5,1 \text{ Ом} - 750 \text{ пф}$ включена в цепи обратной связи для предотвращения высокочастотной генерации.

Дискриминатор и формирователь выходных сигналов в уровнях NIM выполнены на дискретной дифференциальной паре на транзисторах T1 и T2. Выходной сигнал может быть выведен и в уровнях ECL с помощью добавочного транзистора T3.

На рис. 2 приведена снятая с помощью ртутного генератора характеристика собственного "гуляния" усилителя-формирователя. Импульсы тока задавались с помощью сопротивления 3 кОм . Порог срабатывания усилителя $\sim 7 \text{ мкА}$, собственное "гуляние" в пределах от 14 до 140 мкА составляет 4,5 нс. На рис. 3 приведен график зависимости времени восстановления усилителя-формирователя от амплитуды входных сигналов. Для входных сигналов на уровне 50 мкА оно составляет ~ 13 нс. Каналы не срабатывают при приходе на соседние входы сигналов до 300 мкА .

Отличительной особенностью схемы является наличие тестового входа, обеспечивающего калибровку временных каналов аппаратуры. Амплитуда тестового сигнала должна составлять $50 \div 150 \text{ мВ}$. С помощью пассивного разветвителя, располагаемого на камере, одним тестовым сигналом с уровнями NIM можно контролировать и калибровать от 20 до 40 каналов, т.е. камеру размером до 1 м.

Конструктивно схема выполнена на печатной плате размером $9,5 \times 8,5 \text{ см}^2$. Платы располагаются в плоскости ДК, в линию друг за другом, чтобы не увеличивать размер камеры вдоль оси пучка. Ширина одного канала $\sim 9,5 \text{ см}/4$ соответствует ДК с шагом между сигнальными проволочками $2,5 \text{ см}$, для камер с шагом 5 см на плате монтируются только первый и третий каналы. Все входы и выходы выведены на 44-контактный разъем, для увеличения надежности контактов все выводы сдвоены.

Усилитель на схеме MC10216. Из всех вариантов схем "дифференциальный приемник" серий MECL II и

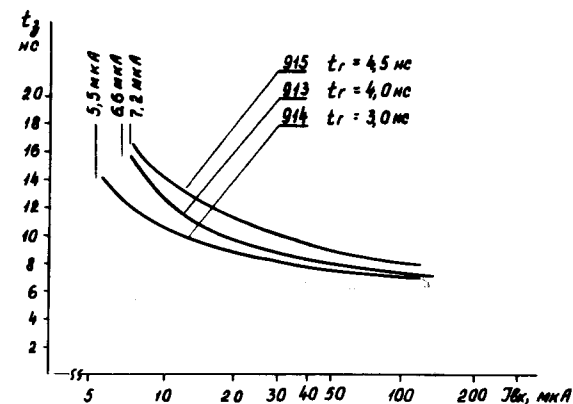


Рис. 2. Характеристика собственного "гуляния" усилителей-формирователей.

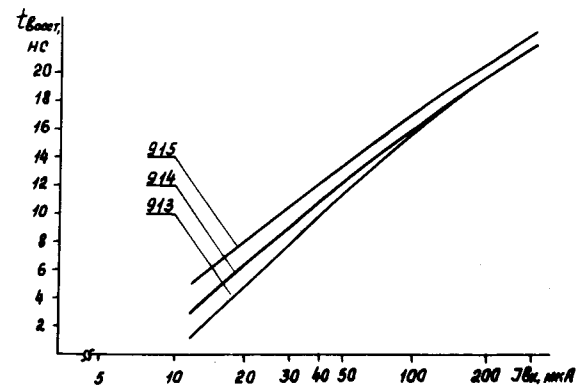


Рис. 3. Зависимость времени восстановления усилителей-формирователей от амплитуды входного импульса тока.

MECL 10.000 ^{19/} наиболее быстродействующей является схема MC10216, имеющая задержку и фронты /в режиме переключения/ на уровне 1,8 нс*, что делает ее наиболее подходящей для построения усилителей с минимальным "гулянием". Парафазный выход позволяет обеспечить большее усиление.

В качестве прототипа для исследований была собрана схема ^{13/}, показанная на рис. 4. Характеристики этого усилителя-формирователя /№913/, измеренные так же, как и для усилителя-формирователя №915, приведены на рис. 2,3. Можно отметить следующие недостатки данной схемы. Имеется сильная зависимость порога срабатывания от разброса величин резисторов в первом каскаде, вследствие изменения режима по постоянному току. Первый каскад, построенный на дискретных транзисторах, имеющих большие, чем у интегральных транзисторов, паразитные емкости, обладающий наибольшим коэффициентом усиления, ограничивает полосу пропускания усилителя. Недостаточен по быстродействию, для получения минимального "гуляния", и дискриминатор, собранный на триггере Шмитта. Выходной эмиттерный повторитель создает большие импульсные наводки на шину питания, что требует усиления развязок; кроме того, на выходе постоянно присутствует отрицательный уровень ~-0,1 В.

С целью улучшения характеристик была собрана схема /№914/, приведенная на рис. 5. Она состоит из трехкаскадного усилителя с парафазным выходом на интегральной схеме MC10216. Далее включен дискриминирующий элемент на туннельном диоде и схема формирования выходных уровней на транзисторах T1 и T2. Для предотвращения генерации и расширения полосы пропускания усилителя во второй каскад введены сопротивления отрицательной обратной связи - 100 Ом, а в цепи обратной связи по постоянному току включена цепочка 10 Ом - 1500 пф. Основные характеристики схемы приведены на рис. 2,3. Как видно ^{13, 4/}, усилитель-формирователь обеспечивает наименьшую величину "гуляния". Он имеет

* В схеме К1ЛП381 эти величины составляют 3,0 ÷ 4,0 нс.

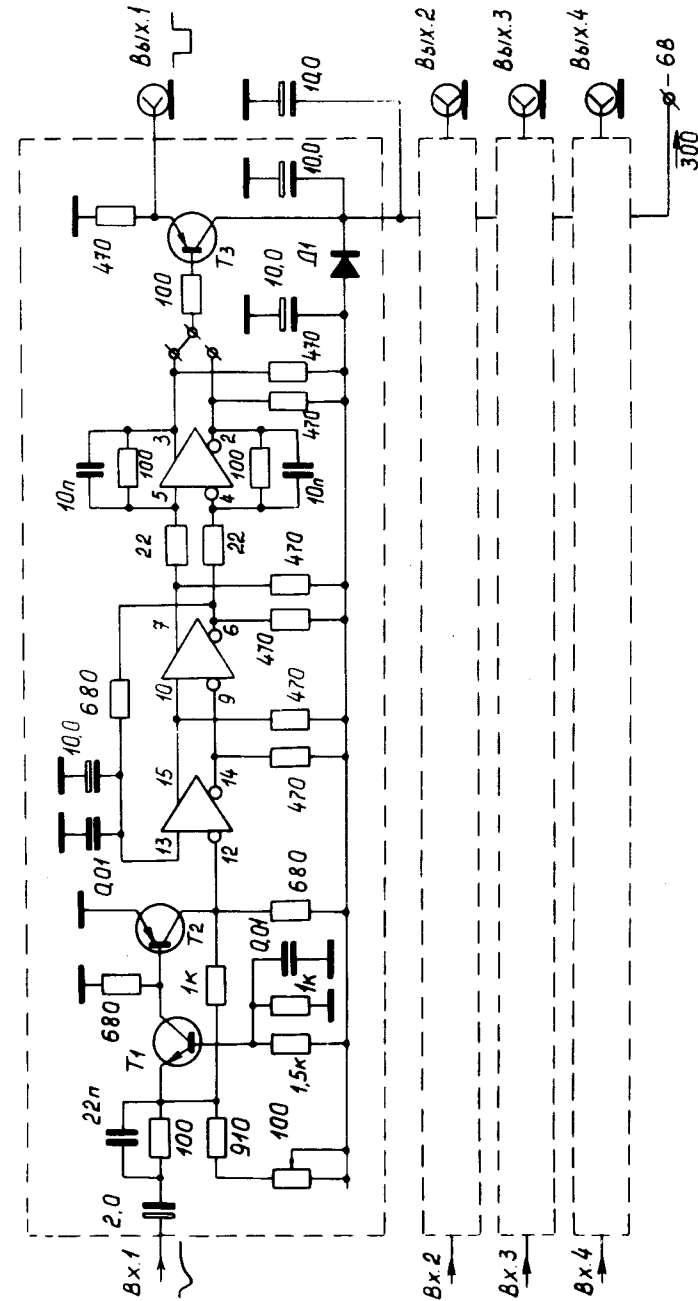


Рис. 4. Принципиальная схема усилителя-формирователя ^{13/}. Транзисторы: T1 - MPS 3563 ; T2, T3 - MPS 3640 ; Д1 - ВАУ72.

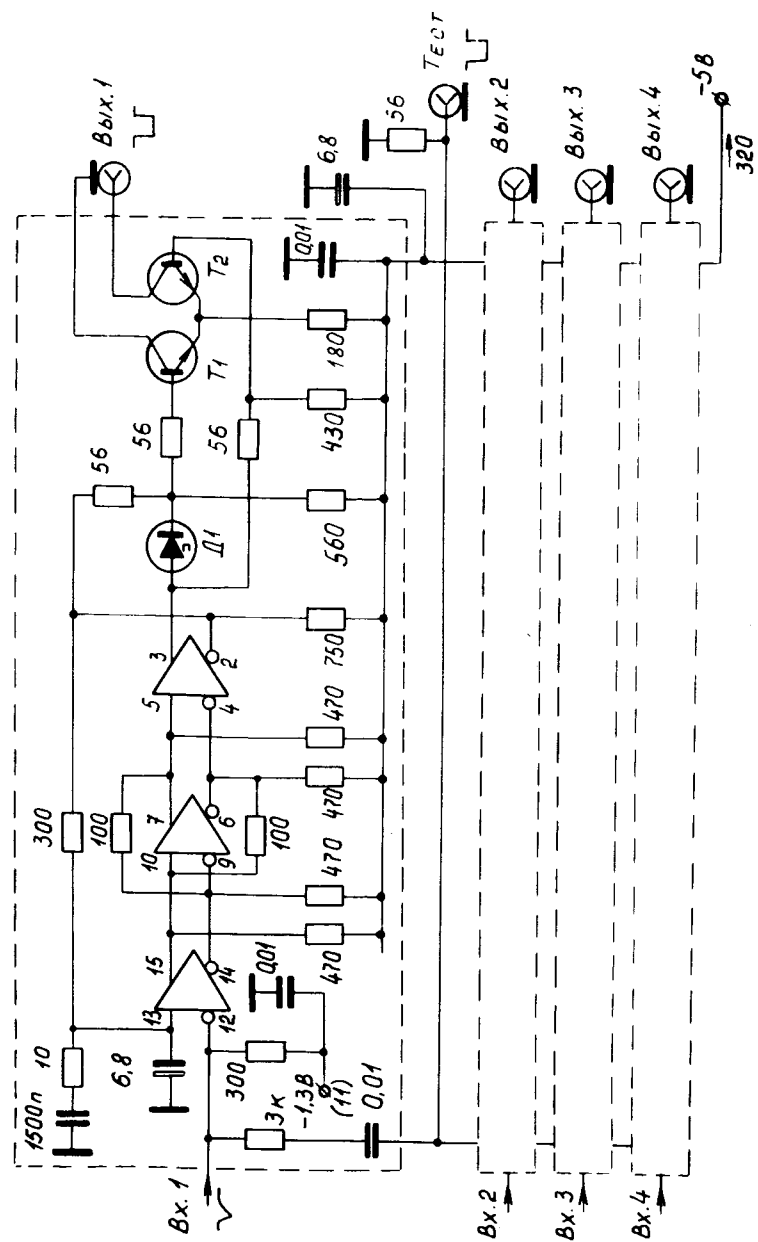


Рис. 5. Принципиальная схема счетверенного усилителя-формирователя на интегральной схеме МС10216. Транзисторы Т1, Т2 - КТ316; туннельный диод - ЗИЗ06Д.

существенно меньшее количество элементов, по сравнению с ^{3/}.

Так же, как и в усилителе-формирователе 915, введен тестовый вход для проверки и калибровки каналов регистрации.

Конструктивно четыре усилителя-формирователя размещены на печатной плате размером 11,2 x 10,2 см². На многоконтактный разъем /КАМАК/ подведены входы усилителей и питание. Выходы и тестовый вход выведены на разъемы LEMO на противоположной стороне платы.

Усилители испытывались с дрейфовой камерой, по конструкции и наполнению соответствовавшей ^{1/}. Источник (¹⁰⁶Ru + ¹⁰⁶Rh) помещался на расстоянии 4 см от камеры и был отделен свинцовым коллиматором толщиной 2,5 см. Коллиматор имел отверстие диаметром 4 мм. Для иллюстрации работоспособности усилителей-формирователей на рис. 6 приведены графики зависимости эффективности регистрации β-частиц источника от потенциала на сигнальной провололке ДК. Временное распределение импульсов находилось в соответствии с вырезаемым коллиматором телесным углом.

В заключение автор считает своим долгом выразить благодарность В.Д.Рябцеву за участие в измерениях с ДК и А.А.Виноградовой за техническую помощь.

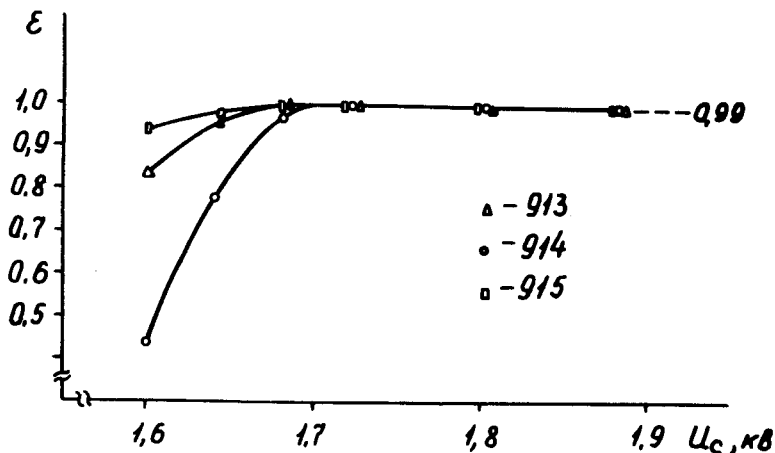


Рис. 6. График зависимости эффективности регистрации β -частиц источника ($^{106}\text{Ru} + ^{106}\text{Rh}$) от потенциала на сигнальной проволочке ДК.

Литература

1. A. Breskin et al. NIM, 119, 1974, 9 ÷ 28.
2. H. Verweij. Proc. of 1974 Nuclear Science Symp., Washington, 11 ÷ 13 Dec. 1974, IEEE Transactions, NS-22, No. 1, 1975.
3. C. Engster, J. C. Tarle, H. Verweij. CERN Report 73-15, 9 Oct., 1973.
4. Le Croy, Drift Chamber Discriminator, Type LD603, Catalogue 1974.
5. М. Турала. Сообщение ОИЯИ, Р13-6380, Дубна, 1970.
6. С. Г. Басиладзе. ПТЭ № 3, 1974, 99-101.
7. В. К. Валиев и др. Электронная промышленность, № 7, 1972, 56 ÷ 59.
8. С. Г. Басиладзе, И. Ф. Колпаков, Е. Хмелевски. Сообщение ОИЯИ, 10-8372, Дубна, 1974.
9. MECL Integrated Circuits Data Book, Motorola Inc., 1972, Sec. ed.

Рукопись поступила в издательский отдел
23 мая 1975 года.