

С 344.3а

К-172

29/11-66

ОБЪЕДИНЕННЫЙ
ИНСТИТУТ
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

13 - 3015



А.И. Калинин

О ПРИМЕНЕНИИ КАСКАДОВ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ
(С ОБЩЕЙ СЕТКОЙ) НА ВХОДЕ МАЛОШУМЯЩИХ
СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ ПРОБЛЕМ

1966

13 - 3015

А.И. Калинин

О ПРИМЕНЕНИИ КАСКАДОВ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ
(С ОБЩЕЙ СЕТКОЙ) НА ВХОДЕ МАЛОШУМЯЩИХ
СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

4682/1 м.г.



В в е д е н и е

Интегрирование заряда Q , созданного в детекторе ядерным излучением, обычно происходит на входной емкости C , состоящей из емкости детектора и входной емкости усилителя. Получающееся при этом напряжение $U = \frac{Q}{C}$ поступает на вход усилителя с большим входным сопротивлением.

В последнее время в литературе появилось много сообщений о возможности использования на входе спектрометрического усилителя каскадов с низким входным сопротивлением – усилителей тока ^{1-8/}, в частности, каскада с общей базой. (Последний имеет $K_1 < 1$, тем не менее его тоже можно назвать усилителем тока, так как он имеет очень малое входное сопротивление). При этом усиливается короткий импульс тока, который интегрируется в последующих каскадах или даже в конце всего усилителя. Отмечаются следующие преимущества токовой входной схемы:

1. Малое входное сопротивление устраняет зависимость амплитуды выходного сигнала от емкости детектора, т.е. это по существу другая вариант зарядочувствительного усилителя без применения емкости обратной связи.
2. Усилители тока могут быть сделаны более широкополосными, поэтому импульс после такого предусилителя можно использовать как для амплитудного, так и для временного анализа.
3. Малое входное сопротивление усилителей тока (в транзисторных усилителях оно может быть равно доли ома) как будто бы при больших C должно обеспечивать лучшее амплитудное разрешение по сравнению с обычными схемами. Случай больших входных емкостей возможен, если между детектором и усилителем включен длинный кабель или при очень большой площади полупроводникового детектора.
4. Иногда полагают, что токовые схемы менее чувствительны к шуму детектора, так как действующий на входе шум эмиттерного тока значительно больше, чем шум базового тока в обычной схеме.

Последние два свойства токовой схемы представляются весьма привлекательными, но, к сожалению, они не соответствуют действительности. Это можно видеть из сравнения шумовых свойств обычных и токовых входных схем, которое сделано в данной работе. Для анализа шумовых свойств усилителей использованы элементы теории оптимального приема сигналов на фоне шума.

Разновидности токовых усилителей

Обычно спектрометрические усилители строят по блок-схеме, изображенной на рис. 1а. Она состоит из зарядочувствительного предусилителя и основного усилителя.

На входе предусилителя используется каскад с общим катодом или с общим эмиттером (чаще всего они входят в каскодную комбинацию). Как известно, сигнал от детектора представляет собой короткий импульс тока $i_c(t)$, длительность которого определяется временем собирания носителей $T_{\text{соб}}$ в детекторе. После интегрирования на входной емкости получается напряжение сигнала U_c :

$$U_c = \frac{Q}{C} = \frac{\int_0^{\infty} i_c(t) dt}{C}.$$

Время нарастания этого напряжения равно $T_{\text{соб}}$, а спад определяется RC , где R — эквивалентное сопротивление параллельно включенных $R_{\text{дет}}$ и R_c . Обычно RC велико и импульс U_c имеет большую длительность.

В основном усилителе форма импульса существенно изменяется формирующими цепями, что позволяет улучшить отношение сигнала к шуму и сделать импульс значительно короче.

Возможная блок-схема с использованием усилителей тока показана на рис. 1б. В этом случае интегрирование сигнала на входе не будет, так как входная емкость шунтируется малым входным сопротивлением усилителя, поэтому форма импульса на выходе предусилителя будет мало отличаться от исходной формы импульса тока $i_c(t)$. Такой короткий сигнал удобно использовать для временных целей (для схем совпадений, для временного анализа), однако такой импульс нельзя использовать для амплитудного анализа, так как его амплитуда не пропорциональна заряду Q , а изменяется в соответствии с изменением $T_{\text{соб}}$. Последнее зависит от места попадания ионизирующей частицы в детектор, поэтому амплитудный спектр будет искажен.

Чтобы импульс был пропорционален энергии (заряду Q), его необходимо где-либо в тракте усилителя проинтегрировать. Это не означает, что необходим интегратор как таковой. Интегрирование может осуществляться и постепенно во всех каскадах, т.е. будет некоторое эквивалентное интегрирование с постоянной времени

$T_{\text{эkv}}$, определяемой суммарной полосой всего усилителя.

Каким должно быть интегрирование, чтобы сигнал можно было считать пропорциональным заряду Q ? Очевидно, что критерием служит $T_{\text{соб}}$. Если $T_{\text{соб}} = 0$, то любой усилитель с конечной полосой будет иметь выходной сигнал пропорциональный Q . Если $T_{\text{соб}} \neq 0$, то необходимо, чтобы $T_{\text{экв}} \gg T_{\text{соб}}$, т.е. импульс должен быть затянут усилителем настолько, чтобы его амплитуда не зависела от изменений $T_{\text{соб}}$. Случай $T_{\text{соб}} = \text{const}$ (но не равен нулю) в принципе возможен, но практически маловероятен.

Следует отметить, в основном усилителе могут быть использованы как усилители тока, так и усилители напряжения, независимо от того, какой усилитель применяется в предусилителе. Преимущества использования усилителей тока вместо усилителей напряжения показаны в работе ¹⁷.

Усилитель тока можно выполнить аналогично рис. 16, но первый каскад по схеме с общим эмиттером. Такие усилители не вызывают сомнений, однако, чтобы его входное сопротивление было достаточно мало по сравнению с сопротивлением емкости на входе, необходимо использовать достаточно глубокую параллельную обратную связь при помощи сопротивления, аналогичного R_1 на рис. 16. Чтобы это сопротивление не вносило большого собственного шума, оно должно быть большим, порядка мегаомов, чтобы быть сравнимым по шумовому вкладу с R_c в обычных зарядочувствительных схемах. Но если R_1 велико, и обратная связь глубокая, то, как известно, частотная характеристика определяется $T_1 = R_1 C_1$, где C_1 — емкость, шунтирующая R_1 . Если $R_1 = 1$ Мом и $C_1 = 1$ пф, то $T_1 = 1$ мксек, т.е. такой усилитель трудно сделать быстрым и, вероятно, он не будет иметь никаких преимуществ перед усилителем с зарядовой обратной связью (при помощи C_0).

Наконец, возможна блок-схема, где на входе стоит каскад с общей базой (рис. 1в) и непосредственно после этого каскада осуществлено интегрирование импульса. Следующий каскад может быть эмиттерным повторителем, чтобы повысить входное сопротивление, шунтирующее C_2 . Смысл такой схемы заключается в том, что если на входе усилителя стоит большая емкость C (например кабель), то передав импульс тока с небольшой потерей в коллекторную цепь транзистора Tr_1 , и интегрируя его на существенно меньшей емкости C_2 , можно получить выигрыш в амплитуде сигнала. Однако, как будет показано ниже, шум на выходе Tr_1 с увеличением C также растет. Иными словами, нет основания ожидать в такой схеме большего отношения сигнала к шуму, так как она отличается от предыдущей только местом интегрирования сигнала.

Максимальное отношение сигнала к шуму

В любой схеме усилителя отношение сигнала к шуму зависит от выбора формирующих элементов, определяющих частотную характеристику всего усилителя. Наилучшую форму частотной характеристики и максимальное отношение сигнала к шуму проще всего определить, используя элементы теории оптимального приема сигналов на фоне шумов [8,10]. Согласно этой теории, для получения максимального отношения сигнала к шуму форма частотной характеристики усилителя должна быть согласована с частотным спектром сигнала и шума, действующими на входе усилителя.

Если на входе имеется сигнал со спектром $S(\omega)$ и белый шум N , то частотная характеристика усилителя должна иметь вид: $K(\omega) = S^*(\omega) e^{-i\omega t_0}$, т.е. модуль амплитудно-частотной характеристики усилителя должен быть равен модулю частотного спектра сигнала.

Множитель $e^{-i\omega t_0}$, у которого модуль равен единице, означает, что при прохождении через усилитель, сигнал должен иметь некоторую задержку t_0 . Именно в этот момент t_0 сигнал будет иметь максимум.

Таким образом, сигнал на выходе усилителя

$$S_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) K(\omega) e^{i\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) S^*(\omega) e^{-i\omega t_0} e^{i\omega t} d\omega.$$

В момент $t = t_0$ это выражение равно

$$S_{\text{ВЫХ}}(t_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |S(\omega)|^2 d\omega.$$

Шум на выходе усилителя равен $N_{\text{ВЫХ}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} N^2 |K(\omega)|^2 d\omega$, откуда квадрат отношения сигнала к шуму равен

$$\eta^2 = \frac{S_{\text{ВЫХ}}^2(t)}{N_{\text{ВЫХ}}^2} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |S(\omega)|^2 d\omega.$$

Если на вход усилителя поступает сигнал $S(\omega)$ и небелый шум $N(\omega)$, то оптимальную частотную характеристику можно представить как результат действия двух фильтров: первый фильтр должен иметь характеристику $K_1(\omega)$ такую, чтобы на выходе его был белый шум, т.е. $K_1(\omega) = \frac{1}{N(\omega)}$; второй фильтр $K_2(\omega)$ выбирается так же, как выше находился $K(\omega)$. Сигнал после $K_1(\omega)$ изменится:

$$S_1(\omega) = S(\omega) K_1(\omega) = \frac{S(\omega)}{N(\omega)}.$$

Таким образом,

$$\eta^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{S(\omega)}{N(\omega)} \right|^2 d\omega = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \left| \frac{S(\omega)}{N(\omega)} \right|^2 d\omega.$$

Здесь

$$|N'(\omega)|^2 = 2|N(\omega)|^2.$$

Это выражение позволяет определить максимальное отношение сигнала к шуму, зная лишь спектры входного сигнала и шума.

Отношение сигнала к шуму в каскаде с общим катодом

Определим отношение сигнала к шуму в усилителе, имеющем на входе каскад с общим катодом, считая, что весь шум определяется только первой лампой.

Известно, что шум лампы определяется в основном двумя шумовыми источниками i_0^2 и i_a^2 на входе и выходе лампы, соответствующими шуму сеточного тока и дробовому шуму (шуму анодного тока) (рис. 2а). Однако чаще шум лампы представляют двумя шумовыми источниками на входе лампы: i_0^2 и u_a^2 , причем $u_a^2 = \frac{i_a^2}{S^2}$. Хорошо известно, что $i_0^2 = 2eI_0 \Delta f$ и $u_a^2 = 4kTR_a \Delta f$, где I_0 - сеточный ток, а R_a - эквивалентное шумовое сопротивление лампы. Суммарное шумовое напряжение на входе лампы, очевидно, равно

$$u_{ш}^2 = i_0^2 \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2 + u_a^2 = 2eI_0 \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2 \Delta f + 4kTR_a \Delta f. \quad (2)$$

Сигнал на входе усилителя равен:

$$u_c = \frac{Q}{C}.$$

По форме это прямоугольный перепад напряжения, если пренебречь временем собирания. Такой импульс имеет спектр $\frac{1}{\omega}$, поэтому

$$u_c(\omega) = \frac{Q}{C} \frac{1}{\omega}. \quad (3)$$

Отсюда по формуле (1) нетрудно определить максимальное отношение сигнала к шуму:

$$\eta_{\max}^2 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{u_c^2(\omega)}{u_{ш}^2(\omega)} d\omega = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{Q^2 d\omega}{(\omega C)^2 [2eI_0 \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2 + 4kTR_a]} = \frac{Q^2}{C \sqrt{4kTR_a} 2eI_0}. \quad (4)$$

Если это отношение приравнять единице, то можно определить эквивалентный шумовой заряд, а также энергетическое разрешение за счет шумов.

Можно показать^{/9/}, что η_{\max} на 36% больше, чем наилучшее отношение сигнала к шуму в случае простой RC-RC формировки.

Определим формирующие цепи, необходимые для получения максимального отношения сигнала к шуму:

$$K_1(\omega) = \frac{1}{N(\omega)} = \frac{(\omega C)^2}{2eI_q + 4kTR_n(\omega C)^2} = \frac{(\omega C)^2}{2eI_q \left[1 + \frac{4kTR_n}{2eI_q} (\omega C)^2 \right]} \quad (5)$$

Легко заметить, что это ни что иное как частотная характеристика дифференцирующего RC фильтра с постоянной времени $T_{\text{диф}} = C\sqrt{\frac{4kTR_n}{2eI_q}}$. Эта постоянная времени совершенно точно совпадает с оптимальной постоянной времени для случая простой RC-RC - формировки.

Второй фильтр $K_2(\omega)$ не совпадает с интегрирующим RC фильтром.

Более того, $K_2(\omega)$ выполнить точно нельзя, так как переходная характеристика этого фильтра имеет бесконечное время нарастания и спада ^{/B/}. Однако в принципе можно реализовать любое приближение к этому идеальному случаю. Поэтому выражение (4) удобно использовать в качестве критерия шумовых свойств каскада. Для оценки требуемой частотной характеристики усилителя можно применять

$$T_{\text{опт}} = C\sqrt{\frac{4kTR_n}{2eI_q}} = T_{\text{диф}} \quad (6)$$

Схема с общим эмиттером

Эквивалентная схема транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, представлена на рис. 26. Можно считать, что диффузионная емкость и емкость детектора включены параллельно, так как сопротивление базы r_b обычно меньше, чем сопротивление детектора и его емкости. Это позволяет частотные свойства транзистора и влияние $C_{\text{дет}}$ характеризовать одной постоянной времени $r_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}(C + C_{\text{диф}})$. Это, конечно, не совсем точно, так как диффузионная емкость, по существу, фиктивная емкость, введена для учета инерционности транзистора, и ее действие совсем не зависит от внешней емкости. Поэтому постоянные времени входной цепи и транзистора должны складываться квадратично. Однако это дает несущественный выигрыш в точности, хотя значительно усложняет анализ ^{/11/}.

В схеме на рис. 26 как обычно $R_{\text{вх}} = \frac{r_e}{1-\alpha}$ и $C_{\text{диф}} = \frac{1}{\omega_\alpha r_e}$,
 поэтому

$$r_{\text{вх}} = \frac{r_e}{1-\alpha} (C + C_{\text{диф}}) = \frac{\beta}{\alpha} r_e,$$

где

$$r = r_e (C + C_{\text{диф}}).$$

Шум транзистора по аналогии с лампами представлен двумя шумовыми источниками тока: на входе - шумом базового тока, на выходе - шумом коллекторного тока:

$$\begin{aligned} \overline{i_{шб}^2} &= 2eI_b \Delta f \\ \overline{i_{шк}^2} &= 2eI_k \Delta f. \end{aligned} \quad (8)$$

В этой эквивалентной схеме шумовые источники практически некоррелированы /12/. Отсюда нетрудно определить суммарный шумовой ток, действующий на входе транзистора

$$\overline{i_{ш}^2} = 2eI_b \Delta f + \frac{2eI_k \Delta f}{|\beta(\omega)|^2}.$$

Подставляя в это уравнение $|\beta(\omega)|^2 = \frac{\beta^2}{1 + \omega^2 (\frac{\beta}{a})^2 r_e^2}$, получим

$$\overline{i_{ш}^2} = \frac{2eI_b}{a} (1 + \omega^2 \frac{\beta}{a} r_e^2) \Delta f = \frac{2eI_b}{a} [1 + \omega^2 \frac{\beta}{a} r_e^2 (C + C_{диф})^2] \Delta f. \quad (9)$$

Сигнал на входе $u_c(\omega)$ равен Q , так как при $T_{соб} = 0$ он имеет белый спектр.

Отсюда нетрудно получить максимальное отношение сигнала к шуму:

$$\eta_{\max} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{Q^2 d\omega}{\frac{2eI_b}{a} (1 + \omega^2 \frac{\beta}{a} r_e^2)} = \frac{Q^2}{2eI_b} \frac{\sqrt{a\beta}}{r_e (C + C_{диф})}. \quad (10)$$

Постоянная времени формирования, при которой осуществляется максимальное отношение сигнала к шуму:

$$T_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{\beta}{a}} r_e (C + C_{диф}) = \sqrt{\frac{\beta}{a}} \left(\frac{1}{\omega_a} + r_e C \right). \quad (11)$$

Транзистор в схеме с общей базой

Эквивалентная схема приведена на рис. 2в. В этом случае шумовые источники коррелированы /12/.

$$\begin{aligned} \overline{i_{шэ}^2} &= 2eI_{э} \Delta f \\ \overline{i_{шк}^2} &= 2eI_k \Delta f \\ \overline{i_{шэ} \cdot i_{шк}^*} &= -2eI_k \Delta f. \end{aligned} \quad (12)$$

Определим эквивалентный шумовой ток на входе этой схемы:

$$\begin{aligned} \overline{i_{ш}^2} &= \overline{i_{шЭ}^2} + \overline{\frac{i_{шк}}{\alpha(\omega)}^2} = \overline{i_{шЭ}^2} + \overline{i_{шк}^2} + 2 \overline{i_{шЭ} i_{шк}^*} = \\ &= (2eI_Э + 2eI_к \frac{1 + \omega^2 r^2}{\alpha} - 2 \frac{1}{\alpha} \cdot 2eI_к) \Delta f = \\ &= \frac{2eI_Б}{\alpha} (1 + \frac{\omega^2 \beta r^2}{\alpha}) \Delta f. \end{aligned} \quad (13)$$

Как видно, приведенный к входу шум в этой схеме точно такой же, как в схеме с общим эмиттером, а это значит, что будет такое же разрешение и такая же постоянная времени формирования $T_{\text{опт}}$.

Однако это не означает, что две схемы полностью тождественны с точки зрения шумовых свойств. Во-первых, несмотря на равенство входных шумов уровень шума на выходе этих схем разный. В схеме с общим эмиттером выходной шумовой ток равен:

$$\overline{i_{ш2Э}^2} = \overline{i_{ш1}^2} |\beta(\omega)|^2 = \frac{2eI_Б}{\alpha} \frac{\beta^2 (1 + \omega^2 \frac{\beta}{\alpha} r^2)}{1 + \omega^2 (\frac{\beta}{\alpha})^2 r^2} \Delta f. \quad (14)$$

На выходе каскада с общей базой:

$$\overline{i_{ш2Б}^2} = \overline{i_{ш1}^2} |\alpha(\omega)|^2 = \frac{2eI_Б}{\alpha} \frac{\alpha^2 (1 + \omega^2 \frac{\beta}{\alpha} r^2)}{1 + \omega^2 r^2} \Delta f. \quad (15)$$

По уравнениям (9), (13)–(15) можно представить примерный ход зависимости уровня входных и выходных шумов от емкости детектора, если считать, что $\omega = \omega_{\text{ср}} = \text{const}$ т.е. полоса усилителя неизменна (рис. 3).

В схеме с общим эмиттером выходной шум падает с увеличением емкости, а в схеме с общей базой, наоборот, растет. При очень большой емкости, т.е. при коротком замыкании на входе, шумы одинаковы.

Второе отличие – в схеме с общей базой выходной сигнал короче, так как меньше влияние входных емкостей. Однако ранее было показано, что в этой схеме для идеально-го формирования постоянная времени $T_{\text{опт}}$ должна быть той же, что и в схеме с общим эмиттером. Отсюда можно сделать вывод, что если на входе применяется каскад с общей базой, то формирование в основном усилителе должно быть более низкочастотным.

Схема с общей сеткой

Суммарный шум на входе каскада с общей сеткой можно определить аналогично /13/.

$$\overline{i_{ш1}^2} = \left| i_{вх} + i_{вых} \left(\frac{Y_{11} + Y_{внешн}}{Y_{21}} \right) \right|^2. \quad (16)$$

Имея в виду, что

$$\overline{i_{вх}^2} = (2eI_{\alpha} + 2eI_{\alpha} F^2) \Delta f$$

$$\overline{i_{вых}^2} = 2eI_{\alpha} F^2 \Delta f$$

$$Y_{11} = S$$

$$Y_{внешн} = i\omega C$$

$$Y_{21} = S$$

$$\overline{i_{вх} \cdot i_{вых}^*} = -2eI_{\alpha} F^2,$$

получим

$$\begin{aligned} \overline{i_{ш1}^2} &= 2eI_{\alpha} \Delta f + 2eI_{\alpha} F^2 \frac{\omega^2 C^2}{S^2} \Delta f = \\ &= (2eI_{\alpha} + 4kTR_{\alpha} \omega^2 C^2) \Delta f \end{aligned} \quad (17)$$

(F^2 - коэффициент сглаживания дробового шума)

Получили то же выражение, что и для схемы с общим катодом. Как объяснить с физической точки зрения, почему при $C = 0$ на входе действует шум $2eI_{\alpha} \Delta f$, когда в действительности проходит катодный ток $I_{кат}$ и, казалось бы, должен иметь место дробовой шум, соответствующий этому шуму? Дело в том, что при этом в каскаде действует обратная связь, в результате которой действие дробового шума полностью компенсируется, если $C = 0$. С увеличением C обратная связь уменьшается, шум растет.

Шум сопротивления на входе каскада

Ранее при расчете предполагалось, что весь шум обусловлен только самим транзистором (лампой). В этом смысле схема с общим эмиттером эквивалентна схеме с общей базой. Однако схемы не одинаковы по шумовому вкладу сопротивления смещения R_1 . В случае входного каскада с общим эмиттером это сопротивление измеряется мегаомами, в схеме с общей базой при разумных источниках питания оно в лучшем случае составляет несколько десятков килоом.

Такое сопротивление вносит заметный шумовой вклад. Не следует думать, что если входное сопротивление самого транзистора очень мало, то нет смысла ставить мегаомное сопротивление. Шумовой вклад определяется током:

$$\overline{i^2} = \frac{4kT}{R'} \Delta f,$$

где

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{\text{дет}}}.$$

Чтобы этот вклад был незначительным, он должен быть существенно меньше $2eI_0 \Delta f$, т.е.

$$R'(MOM) \gg \frac{52}{I_0} (\text{на})$$

В схеме с общей базой это условие выполнить трудно, поэтому уровень шума в такой схеме больше.

Аналогичное ограничение действует и в схеме с общей сеткой. Кроме того, к входу лампы при таком включении добавляется емкость между катодом и подогревателем, что также увеличивает шум.

Следует заметить, что шумовой вклад R' можно уменьшить, включив последовательно с этим сопротивлением индуктивность. Однако нужно помнить, что при этом схема становится менее устойчивой.

Таким образом, схемы с общей базой (сеткой) по шумовым свойствам хуже чем схемы с общим эмиттером (катодом), поэтому они находят применение лишь в случаях, когда разрешение не определяется шумами: регистрация осколков деления, работа с пропорциональными счетчиками или с ФЭУ.

Э к с п е р и м е н т

Экспериментальная проверка разрешения проводилась с каскодными усилителями. При этом обычное каскодное включение дает шум, соответствующий схеме с общим эмиттером. В качестве каскада с общей базой использовался второй триод каскода. Для этого первый триод удалялся, и вместо него ставилось сопротивление $R_1 = \frac{V_a}{I_a}$ (или $\frac{V_a}{I_a}$). Измерения разрешения проводились на анализаторе АИ-100, импульс на вход усилителя поступал через небольшую емкость от калиброванного ртутного генератора.

Зависимости разрешения от внешней емкости для транзистора П418 и лампы 6Ж9П показаны на рис. 4 и 5. Нижние кривые ОЭ, ОК соответствуют схемам с общим эмиттером, с общим катодом, верхние ОБ, ОС - с общей базой, с общей сеткой. Средняя кривая получена для ОЭ, ОК, но с сопротивлением на входе равным R_1 в ОБ, ОС.

Если бы ухудшение разрешения в ОБ, ОС определялось бы только R_1 , то верхние кривые должны были бы совпасть. Причина несовпадения, очевидно, в том; что формирующие цепи в основном усилителе для ОБ, ОС не оптимальны. Как видно из рис. 6, разрешение улучшается, если постоянную времени несколько увеличить. Для более полного совпадения вместо примененного простого RC-RC формирования необходимо включить два RC-интегрирующих звена с такими постоянными времени, чтобы суммарная частотная характеристика основного усилителя и токового предусилителя была эквивалентна частотной характеристике, получаемой с обычным предусилителем. Такого тщательного подбора не производилось, однако даже из приведенных рисунков видно, что шумовой вклад R_1 значителен, и поэтому амплитудное разрешение в токовых схемах хуже.

Результаты работы

1. Проводится простой, но достаточно строгий анализ шумовых свойств транзисторных и ламповых усилителей на основе теории оптимального приема сигналов на фоне шума.

2. Показывается, что включение на входе спектрометрического усилителя каскада с общей базой (сеткой) создает больший уровень шума, чем в обычных схемах с общим эмиттером (катодом).

3. Шум на выходе транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, при увеличении входной емкости уменьшается, а в транзисторе с общей базой - наоборот растет, однако шум, приведенный к входу, в обеих схемах с увеличением емкости одинаково растет.

4. При использовании токовых предусилителей требуемая частотная характеристика всего усилителя определяется той же постоянной времени, что и с обычными предусилителями. Это означает, что с быстрыми токовыми предусилителями формирование в основном усилителе должно быть более низкочастотное.

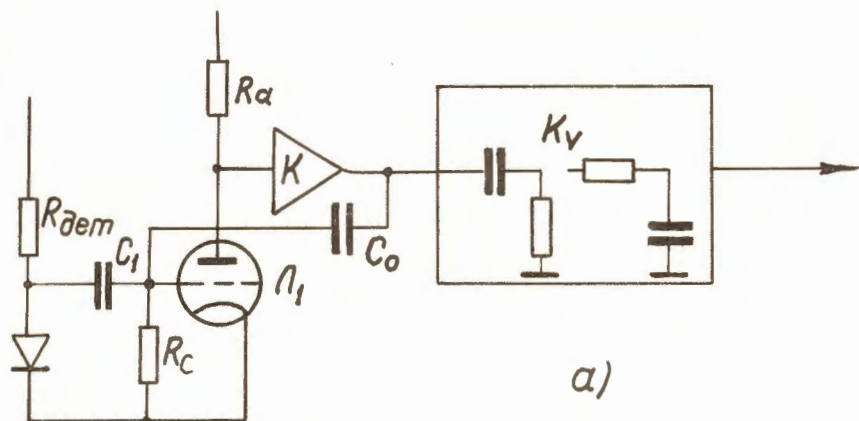
В заключение автор благодарит А.Н. Синаева за полезные замечания, сделанные при просмотре рукописи, и А.Е. Банифатова за помощь в проведении экспериментальных измерений.

Л и т е р а т у р а

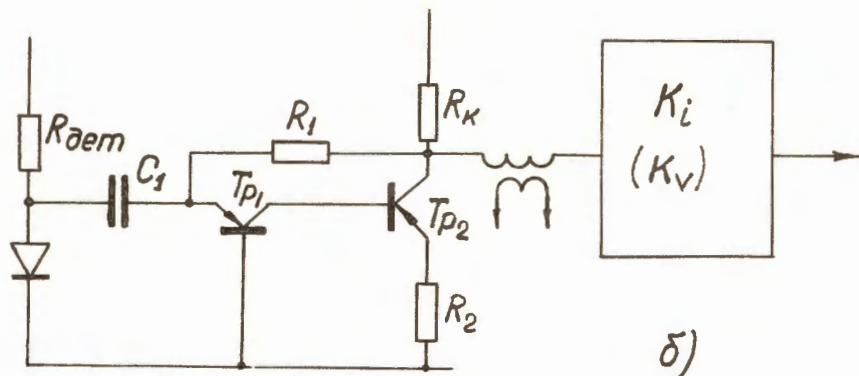
1. I. B. Wough, R. W. Nicholson. Nucleonics 18 (1960) 70.
2. H. Miwa, T. Tohyama. Nuclear electronics. Proceed. of Conference. Belgrad. Vol II. May 1961 421.

3. А.С. Еремин, Б.С. Розог. Радиотехника и электроника, т.8, стр. 1878 (1963).
4. А.С. Еремин, Радиотехника и электроника Т.9 (1964), стр. 780.
5. С.И. Бабиченко, А.А. Богданов, Л.Н. Горн и др. М.Л. Каган, Л.Н. Крылов, Л.Г. Ольдекоп, Б.И. Хазанов. Контрольно-измерительная радиометрическая аппаратура. Под ред. Б.И. Хазанова. Москва, Госатомиздат 1963 г., стр. 100.
6. A. A. Quaranta et al. Nucl. Instrum Meth. 32 (1965) 352.
7. A. F. Arbel Nucl. Instrum. Meth. 32 (1965) 341.
8. Э.Г. Имаев, Б.В. Фефилов, Л.П. Челноков, Система регистрации осколков деления ~~и~~ в внутреннем пучке 310-см циклотрона. Объединенный институт ядерных исследований. Препринт № 2355, 1965.
9. E. Baldinger, W. Franzen. Advance in electronics and electron physics. 8, 255 (1956).
10. Ю.С. Лезия. Оптимальные фильтры и накопители импульсов. М. Советское радио, 1963.
11. A. Sona, V. Svelto. Energia Nucleare. 9, 694 (1962).
12. Ван-Дер Зил. Флуктуационные явления в полупроводниках. М. Изд. иностр.литер.1961.
13. Шумы в электронных приборах. Сб. под ред. Л.Д. Смудляна и Г.А. Хауса. Перев. с англ. М.Л. "Энергия" 1964, стр. 252.
14. H. R. Bilger. Nucl. Instr. Meth. 40 (1966) 54.
15. H. S. Katzenstein. Trans. IEEE NS-13 N3 (1966) 527.

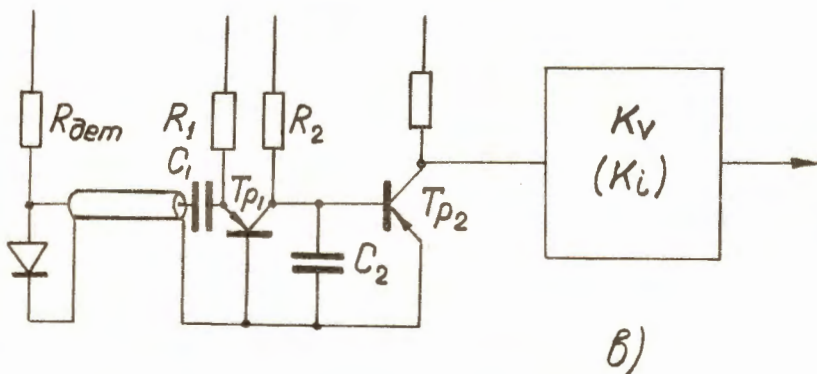
Рукопись направлена в ПТЭ 6 июня 1966 г., поступила
в издательский отдел 5 ноября 1966 г.



a)



б)



в)

Рис. 1. Блок-схемы спектрометрических усилителей.

а) обычная, б) с усилителями тока, в) с использованием на входе каскада с общей базой.

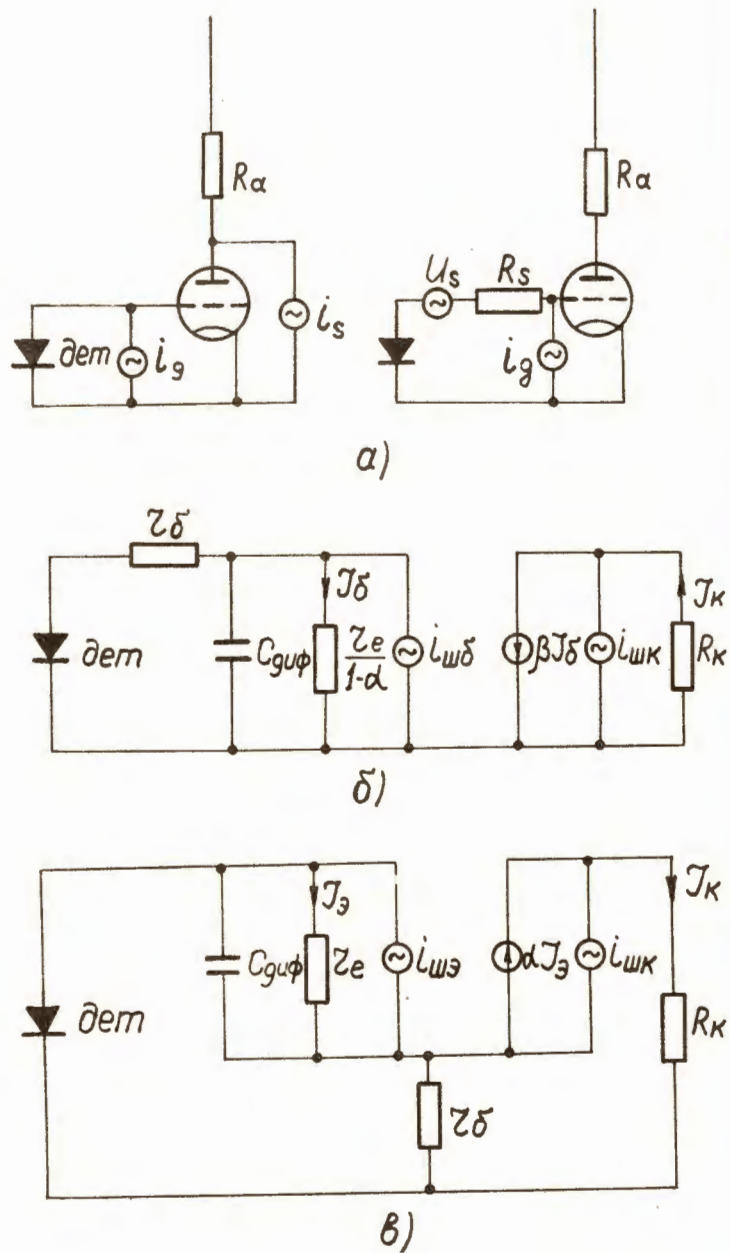


Рис. 2. Эквивалентные шумовые схемы.
 а) для лампового каскада, б) для транзистора с общим эмиттером,
 в) для транзистора с общей базой.

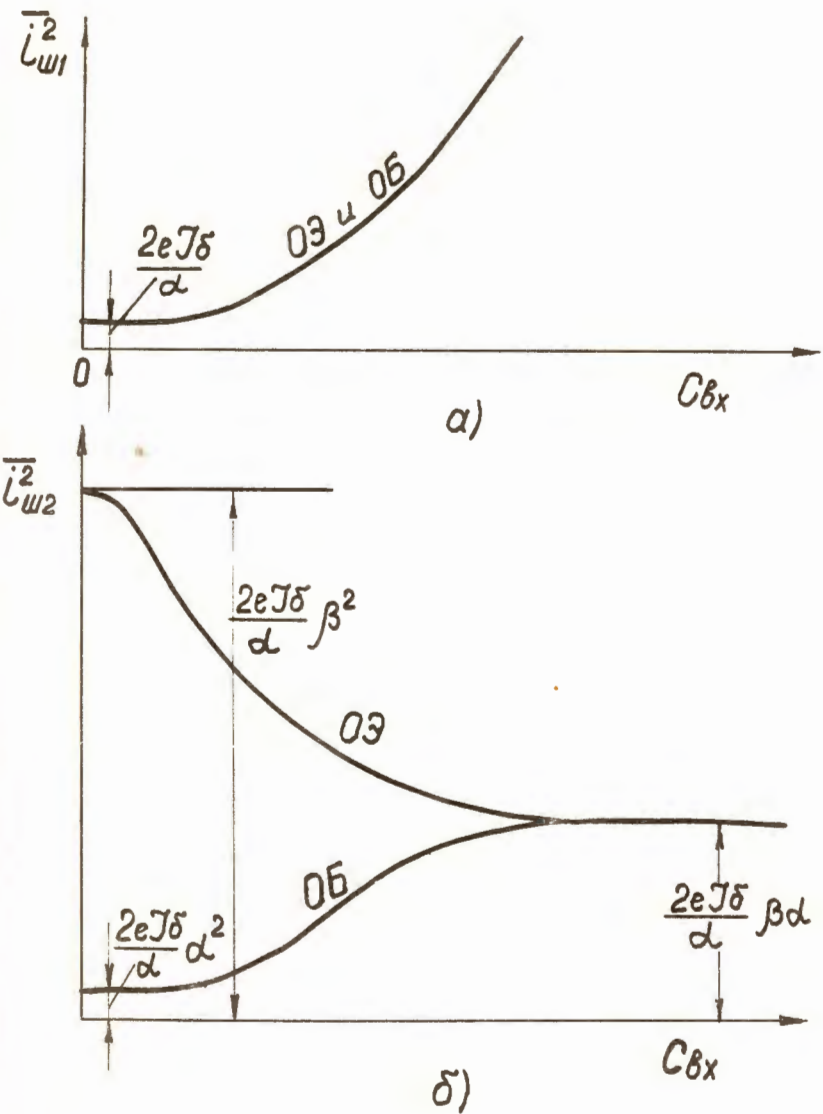


Рис. 3. Изменение суммарного шумового тока от внешней емкости для каскадов с общим эмиттером (ОЭ) и общей базой (ОБ).
 а) на входе транзистора, б) на выходе.

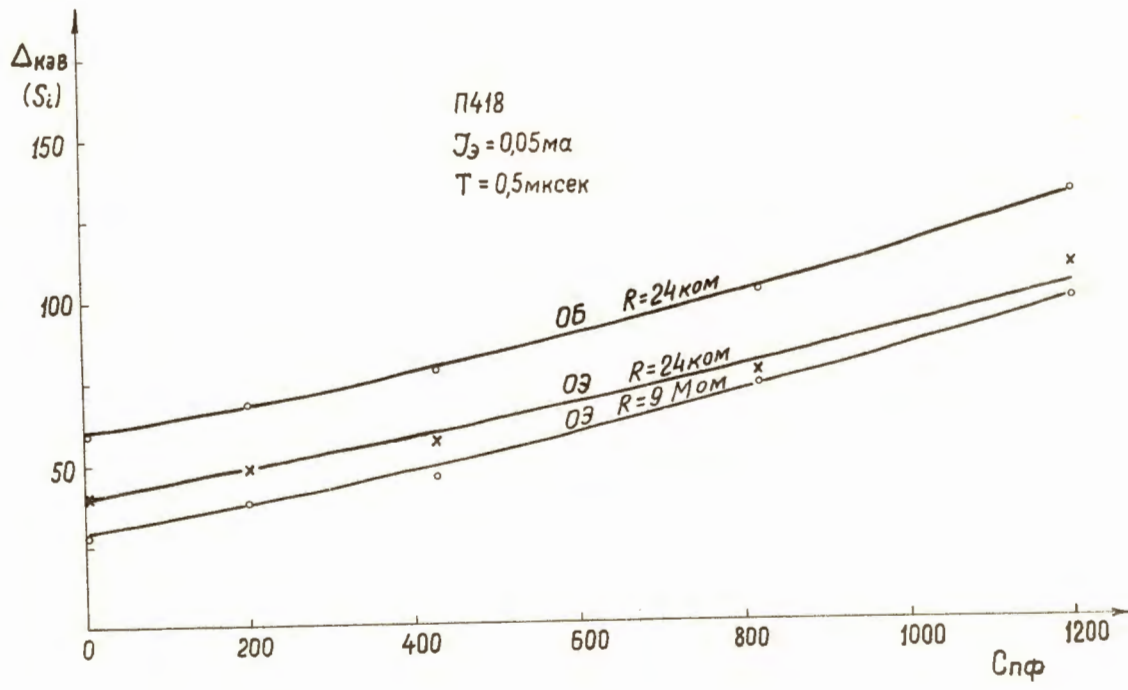


Рис. 4. Изменение разрешения от внешней емкости в транзисторном усилителе (Δ - ширина на полувысоте).

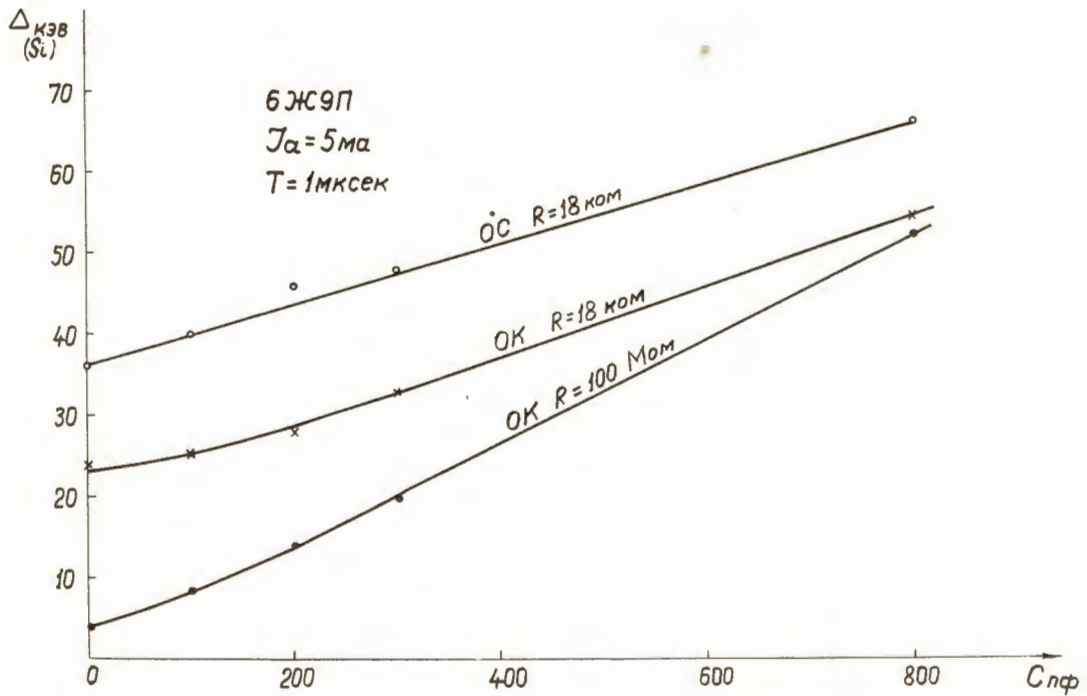


Рис. 5. Изменение разрешения от внешней емкости в ламповом усилителе.

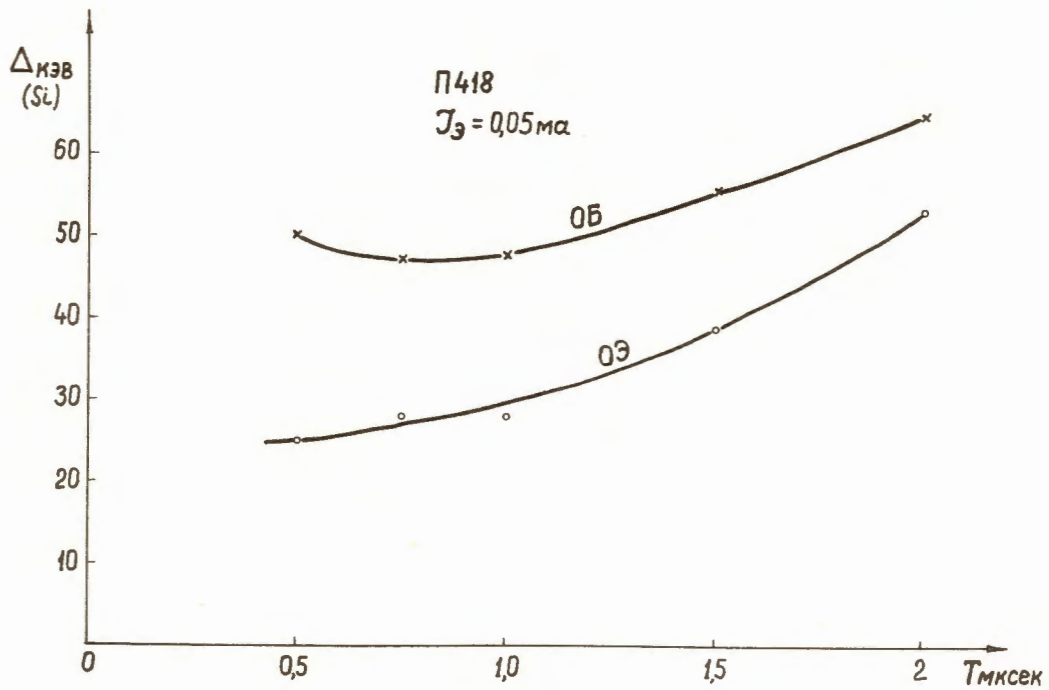


Рис. 6. Изменение разрешения транзисторных усилителей от постоянной времени формирования.