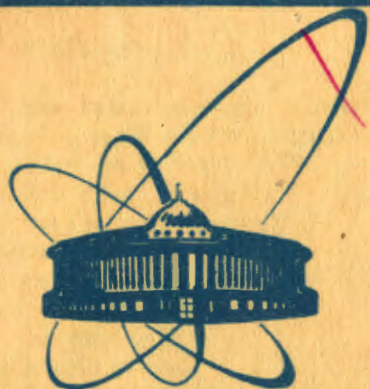


83-646

26/ХII-83



сообщения
объединенного
института
ядерных
исследований
дубна

6779/83

13-83-646

С.И. Мерзляков

МАЛОШУМЯЩИЙ ПРЕДУСИЛИТЕЛЬ
ДЛЯ ДЕТЕКТОРОВ МАЛЫХ ЕМКОСТЕЙ

1983

ВВЕДЕНИЕ

Для съема зарядов с газовых ионизационных детекторов в настоящее время применяются два типа предусилителей: зарядочувствительные /1,6/ и токовые /2,3/.

Достоинством токовых предусилителей является то, что они выполняются на биполярных транзисторах и поэтому обеспечивают высокое быстродействие при удовлетворительном уровне шумов и, кроме того, обладают высокой повторяемостью параметров, что важно для многоканальных систем.

Зарядочувствительные предусилители с полевыми транзисторами на входе отличаются минимально возможным уровнем шумов и высокой стабильностью характеристик. Однако значительный разброс параметров полевых транзисторов и недостаточная помехоустойчивость таких предусилителей ограничивают их использование в многоканальных системах.

ТОКОВЫЕ ПРЕДУСИЛИТЕЛИ

Базовая конфигурация токового предусилителя приведена на рис.1. Верхняя частота его определяется постоянной $\tau_{\ell} = R_{\ell} C_{\ell}$, а переходная функция - выражением

$$h(t) = \frac{i}{C_{\ell}} e^{-t/\tau_{\ell}}, \quad /1/$$

где R_{ℓ} и C_{ℓ} - сопротивление и емкость в коллекторе первого транзистора.

При использовании преобразователя заряд-код измеренный заряд $Q_{\text{мес}}$ определяется как

$$Q_{\text{мес}} = \frac{1}{R_{\text{в}}} \int e_{\text{в}}(t) dt, \quad /2/$$

где $e_{\text{в}}(t)$ - выходной импульс с предусилителя.

Для импульса входного тока с детектора, определяемого выражением

$$i(t) = I_0 e^{-t/\tau_k}, \quad /3/$$

выходной импульс имеет вид

$$e_{\text{в}}(t) = i(t) * h(t). \quad /4/$$

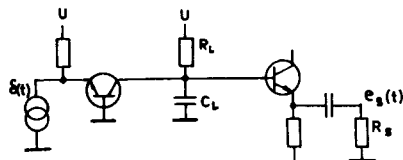


Рис.1. Базовая конфигурация токового предусилителя.

После преобразований можно получить:

$$e_s(t) = \int i(\lambda) h(t - \lambda) d\lambda = I_0 r_k \cdot \frac{r_\ell}{C_\ell(r_\ell - r_k)} (e^{-t/r_k} - e^{-t/r_\ell}). \quad /5/$$

Подстановкой полученного результата в выражение /2/ определяется Q_{mes} :

$$Q_{mes} = Q_{in} \cdot \frac{R_\ell}{R_s}, \quad /6/$$

где

$$Q_{in} = \int i(t) dt = I_0 \cdot r_k.$$

Отсюда следует, что для любого тока, представляющего из себя сумму экспонент, измеренный заряд будет пропорционален входному с коэффициентом пропорциональности R_ℓ/R_s .

Отметим, что величина C_ℓ играет роль только во временных изменениях и не влияет на измерение энергии.

В работе /4/ определено выражение для шумовой характеристики схемы:

$$\begin{aligned} \overline{ENC}^2 &= \overline{ENC}_p^2 + \overline{ENC}_s^2 = \\ &= q_\ell(I_{B1} + I_{B2}) \int w(t)^2 dt + \frac{1}{2} C_1^2 \cdot 4KT r_{\ell 1} \int w'(t)^2 dt, \end{aligned} \quad /7/$$

где \overline{ENC}^2 - эквивалентный шумовой заряд, определяемый как заряд, которым должен обладать сигнал, эквивалентный шуму, производимому всеми шумовыми источниками схемы; \overline{ENC}_p^2 и \overline{ENC}_s^2 - средне-квадратичный шумовой заряд электронов параллельного и последовательного источников шумов, q_ℓ - заряд электрона, I_{B1} и I_{B2} - базовые токи первого и второго транзисторов, $r_{\ell 1}$ - входное сопротивление первой секции, C_1 - входная емкость, $W(t)$ и $W'(t)$ - весовая функция и ее сопряженное значение соответственно.

При выводе выражения были сделаны следующие допущения:

$$R_c > R_\ell > r_{\ell 1} \text{ и } r_{\ell 2};$$

$$C_\ell \ll C_1;$$

$$\frac{4kT}{R_\ell} < 2q_\ell I_{B2}; \quad \frac{4kT}{R_1} < 2q_\ell I_{B1},$$

где R_1 - параллельное сопротивление всех входных резисторов.

Из выражения /7/ видно, что шумы токового предусилителя определяются главным образом базовыми токами на входе предусилителя.

В работе /3/ показано, что в зависимости от $W(t)$ величина \overline{ENC}^2 может составлять от 1000 до 12000 электронов.

ЗАРЯДОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ПРЕДУСИЛИТЕЛЬ

Базовая конфигурация для зарядочувствительного предусилителя с полевым транзистором на входе приведена на рис.2.

Образованный в детекторе заряд Q_{in} собирается на емкости обратной связи C_f и емкости детектора C_d . Для емкости C_f заряд определяется как

$$Q_f = \frac{Q_{in}}{1 + C_d \cdot \frac{1}{C_{in}}} \cdot \frac{(A + 1) \cdot C_f}{C_{in}}. \quad /8/$$

Здесь $C_{in} = C_g + C_f(A + 1)$, C_g - емкость затвора входного полевого транзистора, A - коэффициент усиления с разомкнутой общей обратной связью. Отметим, что для эквивалентности Q_{in} и Q_f необходимо иметь

$$\frac{C_d}{C_{in}} \ll 1,$$

то есть

$$C_d \ll C_f \cdot A. \quad /9/$$

Выходной сигнал U_2 с предусилителя можно найти из выражения

$$U_2 = \frac{Q_f}{C_f}. \quad /10/$$

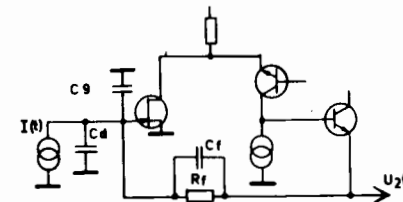


Рис.2. Базовая конфигурация зарядочувствительного предусилителя.

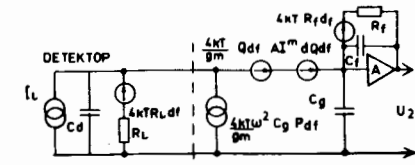


Рис.3. Схема источников шума зарядочувствительного предусилителя.

Схема источников шумов для зарядочувствительного предусилителя приведена на рис.3.

В большинстве случаев термическим шумом $4kT/R_1 df$ пренебрегают. При простом RC-формировании выходного сигнала предусилителя можно получить /5/:

$$\overline{ENC}_0^2 = \frac{e^2}{2} \left[0,6 \frac{kT}{r g_m} (C_g + C_d + C_f)^2 + \frac{0,15}{r g_m} kT C_g^2 + kT r \left(\frac{1}{R_l} + \frac{1}{R_f} \right) + \frac{r}{2} (I_g + I_d) \right], \quad /11/$$

где $e = 2,712$, g_m - крутизна входного полевого транзистора, I_g и I_d - токи затвора и детектора. Для большинства предусилителей с полевыми транзисторами на входе \overline{ENC}_0^2 лежит в пределах от 100 до 1000 электронов.

ЗАРЯДОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ПРЕДУСИЛИТЕЛЬ С АКТИВНЫМ ФОРМИРОВАНИЕМ ПОСТОЯННОЙ СПАДА ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

Сравнение уровней шума токового и зарядочувствительного предусилителя безусловно указывает на преимущество последнего при измерениях, где требуется малый уровень шумов.

В данной работе описывается зарядочувствительный предусилитель, отвечающий условиям работы в многоканальных системах /отсутствие регулирующих элементов, помехоустойчивость, простота в настройке и эксплуатации/.

Принципиальная схема предусилителя, приведенная на рис.4, включает в себя: входной полевой транзистор VT1/КП 307 Ж/, усилительную секцию с выходным повторителем VT2-VT5, усилитель местной обратной связи ДА1 и стабилизаторы питающего напряжения VT6, VT7.

От общепринятых /1,6/ данную схему отличают наличие делителя R2, R5 в цепи общей обратной связи и усилителя ДА1 с интегрирующей цепочкой R14(C4 + C5) в цепи местной обратной связи.

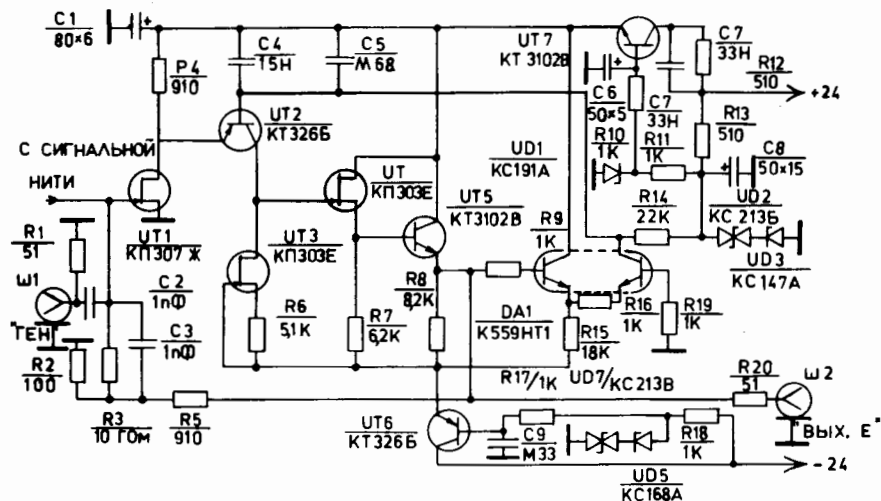


Рис.4. Принципиальная схема предусилителя.

ДЕЛИТЕЛЬ В ЦЕПИ ОБЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПРЕДУСИЛИТЕЛЯ

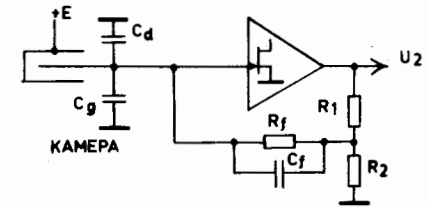
Для понимания роли делителя в цепи общей обратной связи предусилителя /см.рис.5/ вновь обратимся к выражениям /8/ и /11/. Выражение /8/ в рассматриваемом случае приходит к виду

$$Q_f = \frac{Q_{in}}{1 + C_d \cdot \frac{1}{C_{in}}} \cdot \frac{(A \cdot \gamma + 1) C_f}{C_{in}}, \quad /12/$$

где

$$C_{in} = C_g + C_f (1 + A \cdot \gamma), \quad \gamma = R2 \cdot \frac{1}{R1 + R2}.$$

Рис.5. Блок-схема предусилителя с делителем в цепи общей обратной связи и с цилиндрическим счетчиком в качестве детектора.



При выполнении условия

$$C_d \ll C_f \cdot (A \cdot \gamma + 1)$$

весь собранный в детекторе заряд выделится на емкости C_f . Выходной сигнал предусилителя определяется выражением

$$U_2 = \frac{Q_f}{C_f \cdot \gamma}. \quad /13/$$

Сравнивая выражения /10/ и /13/, приходим к выводу, что в последнем случае сигнал возрос в $1/\gamma$ раз.

Того же эффекта можно добиться, уменьшив в $1/\gamma$ раз емкость C_f , но для маломощных предусилителей /1,6/ в настоящее время уже используются емкости минимальной величины /0,5-1 пФ/, то есть лишь применение делителя в цепи общей обратной связи позволяет увеличить чувствительность схемы /еще на порядок/.

Главным выигрышем от применения делителя является улучшение отношения сигнал-шум системы детектор - предусилитель - спектрметрический усилитель. Качественно объяснить это можно уменьшением составляющей шума от первого каскада спектрметрического усилителя благодаря увеличению зарядочувствительности предусилителя. В этом случае выражение /11/ для среднеквадратичного шумового заряда электронов принимает вид

$$\overline{ENC}_g^2 = \overline{ENC}_0^2 + C_f^2 \gamma^2 \overline{U}^2, \quad /14/$$

где $\bar{U}^2 = 4kT\left(\frac{r}{r} + \frac{r}{RC^2}\right)$, r и R - эквивалентные последовательные и параллельные шумовые сопротивления входного каскада спектрометрического усилителя. Коэффициент $C_f \cdot \gamma^2$ позволяет привести шум входного каскада спектрометрического усилителя ко входу предусилителя. Как показали прямые измерения, учет этого шума был необходим, так как при $\gamma = 1$ его величина сравнима с шумом, создаваемым предусилителем при малых емкостях детектора C_d и большой величине резистора в цепи общей обратной связи 10 Гом.

Оптимальная величина отношения плеч делителя была найдена экспериментально: и оказалась равной 0,1 при использовании спектрометрического усилителя типа ОРТЕК-570.

Отрицательной стороной применения делителя является ухудшение временных характеристик предусилителя из-за уменьшения коэффициента передачи по петле общей обратной связи.

МЕСТНАЯ ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В ПРЕДУСИЛИТЕЛЕ

Местная отрицательная обратная связь позволила отказаться от элементов подстройки и сформировать спад выходного сигнала, равный 50 мкс, непосредственно в зарядочувствительной секции. Последнее повысило помехоустойчивость за счет ограничения снизу частотного диапазона.

Можно показать, что форма выходного сигнала рассматриваемого предусилителя для входного импульса тока с детектора вида $I_0 \delta(t)$ описывается выражением

$$U_2(t) = \frac{J_0}{C_f \gamma} e^{-\frac{t}{T_2} \cdot \frac{k_3}{k_1}} \quad /15/$$

где T_2 - постоянная интегрирования в цепи внутренней обратной связи, k_1 и k_3 - коэффициенты усиления по цепям общей и местной обратных связей соответственно. Подробный вывод для $U_2(t)$ приведен в приложении 1.

Импульсы такой формы легко оптимизируются по отношению сигнала к шуму стандартными спектрометрическими усилителями. Величина спада выходного импульса $T_2 \cdot \gamma \cdot k_1/k_3$ была выбрана исходя из условия его нормальной работы со стандартными спектрометрическими усилителями.

ЗАГРУЗОЧНАЯ СПОСОБНОСТЬ ПРЕДУСИЛИТЕЛЯ

В описываемом предусилителе в отличие от обычного нагрузочная способность определяется допустимым динамическим смещением затвора входного полевого транзистора.

Обусловлено это тем, что заряд, накопленный в емкости общей обратной связи, под воздействием местной обратной связи поступает на суммарную емкость затвора входного полевого транзистора и детектора, изменяя потенциал затвора. Разряжается эта емкость обратным током закрытого р-п перехода затвора и током, текущим через сопротивление общей обратной связи.

Найти нагрузочную способность можно из выражений

$$\bar{J} \cdot R_c = U_g, \quad /16/$$

$$\bar{J} = \frac{\bar{E}}{e_n} \cdot n \cdot q_f, \quad /17/$$

где \bar{J} - средний ток, образованный ионизирующим излучением в рабочем объеме детектора, R_c - сопротивление, эквивалентное параллельному соединению сопротивлений R_g и общей обратной связи, n - нагрузка детектора, U_g - напряжение затвор-исток, \bar{E} - средняя энергия, выделяемая в детекторе одной частицей, e_n - энергия образования единичных носителей заряда.

Из выражений /16/ и /17/ можно найти выражение для максимальной нагрузки предусилителя:

$$n_{max} = \frac{U_{gmax} \cdot e_n}{\bar{E} \cdot q_f \cdot R_c}, \quad /18/$$

где U_{gmax} - максимально допустимое напряжение затвор-исток, n_{max} - максимальная нагрузочная способность.

Для случая $U_{gmax} = -1В$, $e_n = 30 эВ$, $\bar{E} = 0,5 МэВ$, $R_c = 5 Гом$, $q_f = 1,6 \cdot 10^{-19} К$ находим:

$$n_{max} = 80 \cdot 10^3 \text{ част./с.} \quad /19/$$

Возможна работа предусилителя и без резистора общей обратной связи. При этом \bar{J} компенсируется обратным током закрытого перехода входного полевого транзистора /~0,1 нА/.

В этом случае нагрузочная способность уменьшится вдвое и равна $40 \cdot 10^3$ част./с, что достаточно для многих применений.

ИСПЫТАНИЯ ПРЕДУСИЛИТЕЛЯ

Предусилитель был испытан с газовым цилиндрическим счетчиком с диаметром катода 1 см, диаметром анода - 20 мкм и длиной 6 см. Для источника ^{241}Am /59,57 кэВ/ было получено разрешение 13 кэВ при наполнении счетчика ксеноном под давлением в 10 атм. При этом счетчик использовался в ионизационном режиме /без усиления/ полного собирания электронов, генераторный пик имел ширину на полувысоте 10 кэВ.

В работе /7/ описан аналогичный счетчик, снабженный обычным предусилителем, на котором получено энергетическое разрешение 25 кэВ.

Температурная нестабильность предусилителя составила 0,05%/°C в диапазоне температур от 20 до 50°C.

ВЫВОДЫ

Предусилитель с полевым транзистором на входе, имеющий резистивный делитель в цепи общей обратной связи, по сравнению с обычным предусилителем обеспечивает более высокое отношение сигнала к шуму при работе с детекторами малых емкостей.

Применение местной обратной связи в предусилителе позволяет исключить элементы подстройки, сделать его более помехоустойчивым и сформировать постоянную спада выходного сигнала 50 мкс непосредственно в зарядочувствительной секции.

При среднем токе, образованном под воздействием ионизирующего излучения в чувствительном объеме детектора до 0,1 нА, возможна работа предусилителя без резистора обратной связи.

Описанный предусилитель может быть применен для построения многоканальных систем с газовыми и полупроводниковыми детекторами.

В заключение хотелось бы поблагодарить Ю.К.Акимова за руководство работой, С.Н.Шилова за помощь в проведении испытаний.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Вывод выражения для передаточной характеристики предусилителя с местной обратной связью

Усилительную секцию k_2 /см. рис.6/, охваченную обратной связью, можно описать выражением

$$k_2'(p) = \frac{k_2}{1 + k_2 \cdot \frac{1}{T_2 \cdot p + 1}}, \quad /20/$$

упростив которое, можно получить:

$$k_2'(p) = \frac{k_2 \cdot T_2' \cdot p}{T_2' \cdot p + 1} + \frac{k_1}{k_3} \cdot \frac{1}{T_2' \cdot p + 1}, \quad /21/$$

где

$$T_2' = \frac{T_2}{k_2 \cdot k_3}.$$

Учитывая, что $k_1 \ll k_3$, второй член можно в дальнейшем не рассматривать. Коэффициент усиления предусилителя без общей обратной связи $k(p)$ описывается в таком случае выражением

$$k(p) = \frac{k_0 \cdot T_2' \cdot p}{T_2' \cdot p + 1}, \quad \text{где } k_0 = k_1 \cdot k_2. \quad /22/$$

Передаточную функцию предусилителя с общей обратной связью можно найти, используя метод контурных токов /см. рис.7/: $I_{bx} = I_1 + I_2$, учитывая, что

$$I_1 = \frac{U_1}{z_1}, \quad I_2 = \frac{\gamma \cdot U_2 + U_1}{z_2}, \quad U_2 = U_1 \cdot k,$$

можно получить выражение

$$I_{bx} = \frac{U_2}{kz_1} + \frac{\gamma U_2 + U_2/k}{z_2},$$

упростив которое, получаем:
$$I_{bx} = \frac{U_2}{k} \cdot \frac{z_2 + (k\gamma + 1)z_1}{z_1 \cdot z_2}.$$

Отсюда можно найти выражение для $\frac{U_2}{I_{bx}}$:

$$\frac{U_2}{I_{bx}} = k \cdot \frac{z_1 \cdot z_2}{z_2 + (k\gamma + 1) \cdot z_1}. \quad /23/$$

Для того, чтобы получить передаточную функцию предусилителя, необходимо в /23/ подставить значения для k , z_1 и z_2 :

$$k = \frac{k_0 T_2' p}{T_2' p + 1}, \quad z_1 = \frac{1}{p \cdot C_1}, \quad z_2 = \frac{R_f}{1 + p \cdot T_f},$$

где

$$C_1 = C_d + C_g, \quad T_f = R_f \cdot C_f.$$

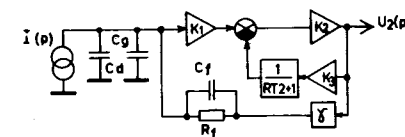


Рис.6. Структурная схема предусилителя.

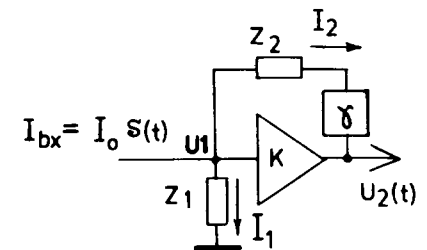


Рис.7. Упрощенная структурная схема предусилителя.

После подстановки получаем:

$$W(p) = \frac{U_2(p)}{I_{bx}(p)} = \frac{k_0 \cdot p \cdot T_2'}{1 + p \cdot T_2'} \cdot \frac{1}{p \cdot C_1} \cdot \frac{R_f}{1 + p \cdot T_f} \cdot \frac{1}{\frac{R_f}{1 + p \cdot T_f} + \frac{(k_0 \gamma + 1) \cdot T_2' \cdot p + 1}{(1 + p T_2') \cdot C_1}}$$

Раскрывая скобки, имеем:

$$W(p) = \frac{k_0}{p \cdot C_1} \cdot \frac{R_f}{1 + p \cdot T_f} \cdot \frac{p \cdot T_2'}{1 + p \cdot T_2'} \times \frac{1}{(1 + p \cdot T_f) \cdot p \cdot C_1 \cdot (1 + p \cdot T_2')} \times \frac{1}{p \cdot R_f \cdot C_1 + p^2 \cdot R_f \cdot C_1 \cdot T_2' + p(k_0 \cdot \gamma + 1) T_2' + p^2 \cdot (k_0 \gamma + 1) T_f \cdot T_2' + p \cdot T_f + 1} \quad /25/$$

Сгруппировав члены и производя сокращения, приходим к выражению:

$$W(p) = k_0 \cdot \frac{p \cdot T_2' \cdot R_f \cdot \gamma^{-1}}{p^2 [R_f \cdot C_1 \cdot T_2' + (k_0 \cdot \gamma + 1) T_f \cdot T_2'] + p [R_f \cdot C_1 + (k_0 \cdot \gamma + 1) T_2' + T_f] + 1}$$

Вынеся за скобку в знаменателе $T_2' \cdot T_f \cdot (k_0 \gamma + 1)$, получаем

$$W(p) = \frac{k_0}{(k_0 \cdot \gamma + 1) \cdot C_f} \cdot \frac{\gamma^{-1}}{C_f} \times \frac{p}{p^2 \left(\frac{R_f C_1}{(k_0 \gamma + 1) T_f} + 1 \right) + p \left(\frac{R_f \cdot C_1}{(k_0 \gamma + 1) \cdot T_f \cdot T_2'} + \frac{1}{T_f} + \frac{1}{T_2' (k_0 \gamma + 1)} \right) + \frac{1}{T_2' \cdot T_f \cdot (k_0 \gamma + 1)}} \quad /27/$$

Пусть

$$a = \frac{R_f \cdot C_1}{(k_0 \gamma + 1) T_f} + 1, \quad b = \frac{R_f \cdot C_1}{(k_0 \gamma + 1) T_f \cdot T_2'} + \frac{1}{T_f} + \frac{1}{T_2' (k_0 \gamma + 1)},$$

$$\frac{1}{T_2' \cdot T_f \cdot (k_0 \gamma + 1)} = c,$$

тогда выражение $W(p)$ примет вид

$$W(p) = \frac{k_0}{k_0 \gamma + 1} \cdot \frac{p}{C_f (p^2 a + p b + c)} \quad /28/$$

Найдя корни знаменателя $\lambda_{1,2}$,

$$\lambda_{1,2} = - \frac{b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a},$$

можно записать:

$$W(p) = \frac{k_0}{k_0 \gamma + 1} \cdot \frac{1}{C_f} \cdot \frac{p}{(p - \lambda_1) \cdot (p - \lambda_2)} \quad /29/$$

Учитывая, что входным сигналом является $I_0 \cdot \delta(t)$, производя обратное преобразование Лапласа, получаем:

$$U_2(t) = \frac{k_0}{k_0 \gamma + 1} \cdot \frac{1}{C_f} \cdot \frac{\lambda_1 \cdot e^{\lambda_1 t} - \lambda_2 \cdot e^{\lambda_2 t}}{\lambda_1 - \lambda_2} \quad /30/$$

Для анализа найденного решения учтем, что $k_0 \cdot \gamma \gg 1$, $R_f \cdot C_1 \approx 7 T_f$, $\gamma = 0,1$, тогда

$$a \approx 1, \quad b \approx \frac{8}{k_0 \gamma \cdot T_2'}, \quad c \approx \frac{1}{T_2' \cdot T_f \cdot k_0 \gamma}$$

Корни характеристического уравнения при этом равны:

$$\lambda_{1,2} = - \frac{4}{k_0 \gamma \cdot T_2'} \pm \sqrt{\left(\frac{4}{k_0 \gamma \cdot T_2'} \right)^2 - \frac{1}{T_2' \cdot T_f \cdot k_0 \gamma}} \quad /31/$$

Вынеся $\frac{4}{k_0 \gamma \cdot T_2'}$ за скобку, получим:

$$\lambda_{1,2} = - \frac{4}{k_0 \cdot \gamma \cdot T_2'} \cdot \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{T_2' \cdot k_0 \gamma}{16 T_f}} \right) \quad /32/$$

Зная, что $T_2' = \frac{T_2}{k_2 \cdot k_3}$ и что $k_0 = k_1 \cdot k_2$, выражение /32/ можно привести к виду

$$\lambda_{1,2} = \frac{-4k_3}{\gamma \cdot k_1 \cdot T_2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{T_2}{T_f} \cdot \frac{k_1 \cdot \gamma}{k_3 \cdot 16}} \right) \quad /33/$$

В нашем случае:

$$T_2 = 4 \cdot 10^{-2} \text{ с}, \quad T_f = 1 \cdot 10^{-2} \text{ с}, \quad k_3/k_1 \approx 100,$$

тогда:

$$\lambda_{1,2} = \frac{400}{T_2} \cdot (1 \pm 0,99875), \quad \lambda_1 = - \frac{800}{T_2}, \quad \lambda_2 = -0,5 \frac{1}{T_2}.$$

Подставив λ_1 и λ_2 в выражение /30/, считая, что $k_0 \gamma \gg 1$, для выходного сигнала находим:

$$U_2(t) = \frac{J_0}{0.1 \cdot C_f} \cdot \frac{(800 e^{-\frac{t-800}{T_2}} - 0.5 e^{-\frac{t-0.5}{T_2}}) \cdot T_2^{-1}}{(800 - 0.5) T_2^{-1}} \quad /34/$$

Так как второй член числителя более чем на 3 порядка меньше первого, то его можно не учитывать и привести выражение /33/ к виду

$$U_2(t) = 10 \cdot \frac{I_0}{C_f} \cdot e^{-\frac{800t}{T_2}} \quad /35/$$

Полученное уравнение описывает импульс с постоянной спада, равной $T_2/800 = 4 \cdot 10^{-2} / 800 = 50$ /мкс/.

Для анализа может быть полезно более общее выражение, которое можно получить из выражения /30/ при условии, что

$$\lambda_1 \gg \lambda_2, \quad T_f = R_f \cdot C_f,$$

$$U_2(t) = \frac{I_0}{\gamma C_f} \cdot e^{-\frac{t}{T_2} \cdot \frac{k_8}{k_1 \gamma}} \quad /36/$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Bole R.A., Radeka V. IEEE Trans. on Nucl.Sci., 1980, NS-27, No.1, p.338-349.
2. Hrisono A., Truong K. IEEE Trans.on Nucl.Sci., 1980, NS-27, No.1, p.329-332.
3. Barbarino G.C. et al. Nucl.Instr. and Meth., 1981, vol.179, p.353-355.
4. Hrisono A. et al. Nucl.Instr. and Meth., 1981, vol.185, p.207.
5. Elad E. ISPRA, Nuclear Electronic Symposium, Brussels, 6-9 May, 1969, p.21-29.
6. Gatti E., Manfredy F. IEEE Trans.on Nucl.Sci., 1978, NS-25, No.1, p.66-74.
7. Дмитренко В.В. и др. ПТЭ, 1981, № 5, с.49.

Рукопись поступила в издательский отдел
13 октября 1983 года.

Мерзляков С.И.

13-83-646

Маломушящий предусилитель для детекторов малых емкостей

Описывается маломушящий зарядочувствительный предусилитель для работы с детекторами малых емкостей. Отличительными чертами схемы предусилителя являются резистивный делитель в цепи общей связи и местная отрицательная обратная связь. Резистивный делитель улучшает отношение сигнала к шуму при работе с детекторами малых емкостей. Наличие внутренней отрицательной обратной связи позволяет стабилизировать схему по постоянному току, исключить элементы подстройки и сформировать выходной сигнал с постоянной спада в 50 мкс непосредственно в зарядочувствительной секции. Стабилизация схемы по постоянному току позволяет работать без резистора обратной связи за счет компенсации тока, образованного ионизирующим излучением в детекторе, обратным током закрытого р-д перехода входного полевого транзистора. Приведен расчет передаточной характеристики предусилителя с внутренней обратной связью.

Работа выполнена в Лаборатории ядерных проблем ОИЯИ.

Сообщение Объединенного института ядерных исследований. Дубна 1983

Merzlyakov S.I.

13-83-646

Low-Noise Preamplifier for Low-Capacity Detectors

The low-noise charge-sensitive preamplifier for low-capacity detectors is described. The circuit differs from the standard ones by having a local negative feedback and a resistor divider in the general feedback loop. The resistor divider improves signal-to-noise ratio when working with low-capacity detectors. The local negative feedback allows DC-stabilization of the circuit, elimination of tuning and shaping of the output signal with the 50 μ s droop constant immediately in the charge-sensitive part. DC-stabilization allows to operate the circuit without the general feedback resistor due to compensation of the current, produced in the detector by the ionizing radiation, by back current of the FET gate. The transfer characteristic of the preamplifier with the local feedback is calculated.

The investigation has been performed at the Laboratory of Nuclear Problems, JINR.

Communication of the Joint Institute for Nuclear Research. Dubna 1983

Перевод О.С.Виноградовой