

СЗУ. За

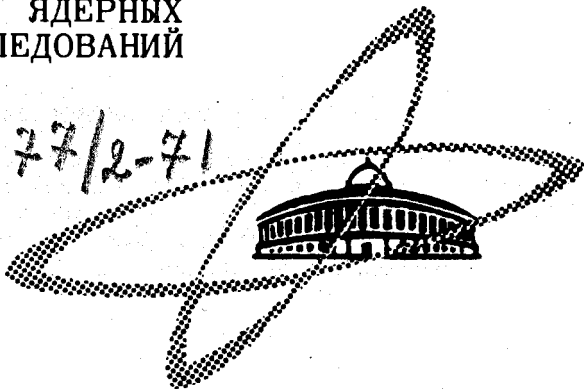
0-67

СООБЩЕНИЯ
ОБЪЕДИНЕННОГО
ИНСТИТУТА
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

3977/2-71

22/41-71



P6-6052

ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ ПРОБЛЕМ

С. И. Орманджиев

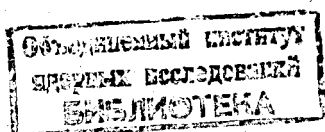
ФОРМИРОВАТЕЛЬ ИМПУЛЬСОВ
ОТ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
ДЕТЕКТОРОВ ИЗЛУЧЕНИЯ
С RC - И RLC-ЦЕПЯМИ

1971

P6-6052

С.И. Орманджиев

ФОРМИРОВАТЕЛЬ ИМПУЛЬСОВ
ОТ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
ДЕТЕКТОРОВ ИЗЛУЧЕНИЯ
С RC - И RLC-ЦЕПЯМИ



Улучшение соотношения шум/сигнал и разрешающего времени спектральных трактов осуществляется с помощью одно- или многократного дифференцирования и интегрирования импульсов, поступающих от предусилителя. В качестве дифференцирующих цепей применяют RC - и RLC -цепи и операционные усилители с частотнозависимыми обратными связями [1,2,3].

В настоящей работе представлены результаты исследования системы формирования импульсов от полупроводниковых детекторов ядерного излучения с однократным или двукратным дифференцированием с помощью RC -цепей и n -кратного интегрирования с помощью одинаковых последовательных RLC -цепей, связанных между собой буферными каскадами с высокоомными входными и низкоомными выходными сопротивлениями (рис. 1).

Форма выходных импульсов формирователя

Схема единичной RLC интегрирующей цепи, в которой учтено влияние входного сопротивления буферного каскада, дана на рис. 2. Соотношения между элементами цепей в схемах, изображенных на рис. 1 и 2, даны в приложении 1. Если входные сопротивления буферных каскадов соответствуют требованиям, определенным в приложении 2, то элементы обеих цепей отличаются незначительно и можно использовать схему рис. 1. Схему рис. 2 можно применять только с целью определения влияния изменения входного сопротивления буферного каскада на коэффициент передачи формирователя.

Операторное выражение коэффициента передачи одной интегрирующей цепи имеет вид

$$K(p) = \frac{\omega_0^2}{(p+a)^2 - \beta^2},$$

где использованы следующие обозначения:

$$\omega_0 = 1 / (LC)^{1/2}, \quad a = R/2L, \quad \beta = (a^2 - \omega_0^2)^{1/2}.$$

В случае m -кратного дифференцирования и x -кратного интегрирования RLC -цепями при подаче на вход единичного скачка напряжения выражение выходного сигнала в операторной форме будет иметь вид

$$U(p) = \frac{p^{m-1} \omega_0^{2x}}{\left(p + \frac{1}{r_g}\right)^m [(p+a)^2 + \beta^2]^x},$$

где r_g - постоянная времени дифференцирующей RC -цепи,
 x - количество RLC -интеграторов.

Если поставим условие $\beta = 0$, получим $R = 2(L/C)^{1/2}$,
 $a = \omega_0$ и формула примет вид

$$U(p) = \frac{\omega_0^{2x} p^{m-1}}{\left(p + \frac{1}{r_g}\right)^m (p+a)^{2x}}.$$

При равенстве констант дифференцирования и интегрирования, т.е. если $1/r_g = a = \omega_0$, или $r_g = (LC)^{1/2}$, операторное выражение для выходного напряжения запишется в виде

$$U(p) = \frac{\omega_0^{2x} p^{m-1}}{(p + \omega_0)^{2x+m}}.$$

Оригиналы функции для случаев $m=1$ и $m=2$ даны в табл. 1. Индекс 1 относится к однократному дифференцированию, индекс 2 - к двукратному дифференцированию импульсов. Время достижения максимума выходного импульса определяется приравниванием производной нулю, а величина амплитуды выходного импульса - подстановкой полученного времени в формулу для выходного напряжения. В случае двукратного дифференцирования получается биполярный импульс. Формула для момента пересечения нуля импульсом дана в табл. 1.

Таблица 1

Однократное дифференцирование	Двукратное дифференцирование
$U(t)_1 = \frac{\omega_0^{2x}}{(2x)!} t^{2x} e^{-\omega_0 t}$	$U(t)_2 = \frac{\omega_0^{2x}}{(2x)!} t^{2x} e^{-\omega_0 t} (1 - \frac{\omega_0}{1+2x} t)$
$U_{max 1} = \frac{(2x)^{2x-1}}{(2x-1)!} e^{-2x}$	$U_{max 1, II} = \frac{\sqrt{2x+1}}{(2x+1)!} e^{-(2x+1+\sqrt{2x+1})} (2x+1+\sqrt{2x+1})^{2x}$
$t_{max 1} = \frac{2x}{\omega_0}$	$t_0 = \frac{1+2x}{\omega_0}; t_{max 1, II} = \frac{(2x+1+\sqrt{2x+1})}{\omega_0}$
$t_{разр. 1} = \frac{(2x-1)! e^{2x}}{\sqrt{4x-1} (2x)^{2x-1}} \sqrt{\frac{A}{B}}$	$t_{разр. 2} = \frac{\sqrt{12} \sqrt{1+2x} (1+2x)^{2x} e^{-\sqrt{1+2x}}}{\sqrt{4x-1} (1+2x - \sqrt{1+2x})^{2x}} \sqrt{\frac{A}{B}}$

Оптимальное соотношение шум/сигнал и разрешающее время

Отношение шум/сигнал определяется как /4/:

$$\frac{N}{S} = \frac{\sqrt{U_{ш}^2}}{U_{max}} = \frac{1}{U_{max}} \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |K(j\omega)|^2 (A + \frac{B}{\omega^2}) d\omega \right]^{1/2}$$

Эти соотношения для $m=1$ и $m=2$ даны в приложениях 3 и 5 и табл. 2.

Из рис. 3, на котором представлены графически численные расчеты по

Таблица 2

	Однократное дифференцирование			Двукратное дифференцирование				
x	$[\frac{N}{S}]_1$	$t_{разр. 1}$	$U_{max 1}$	$[\frac{N}{S}]_2$	$t_{разр. 2}$	$U_{max I}$	$U_{max II}$	$\frac{U_{max II}}{U_{max I}}$
1	1,21	2,13	0,271	1,35	3,43	0,131	0,057	0,433
2	1,16	1,93	0,195	1,38	3,35	0,069	0,037	0,537
3	1,15	1,88	0,160	1,41	3,38	0,046	0,027	0,593
4	1,14	1,85	0,140	1,44	3,42	0,034	0,022	0,634

этим формулам, видно, что при $m = 1$ использование более трех интегрирующих RLC - звеньев не дает значительного улучшения отношения шум/сигнал. Поскольку уменьшается амплитуда выходного импульса, таким образом увеличивается относительный уровень собственных шумов основного усилителя.

В случае двукратного дифференцирования минимум шума получается при использовании одного интегрирующего RLC - звена, но можно включить до двух звеньев без большого ухудшения соотношения шум/сигнал.

Разрешающее время для случая однократного дифференцирования определяется как $1/$

$$t_{\text{разр.1}} = \frac{\int_0^{\infty} U(t) dt}{U_{\text{max}}}$$

Для двукратного дифференцирования

$$t_{\text{разр.2}} = \frac{|\int_0^{\infty} U(t) dt| + |\int_0^{\infty} U(t) dt|}{|U_{\text{max}}|}$$

Выводы формул для $t_{\text{разр.}}$ даны в приложении 4,6 и табл. 1, а их численные значения для $z = 1 + 4$ - в табл. 2. Из табл. 2 и рис. 3 видно, что для случая $m = 1$ при количестве интегрирующих звеньев свыше трех не наблюдается улучшения разрешающего времени. Для случая $m = 2$ разрешающее время имеет минимум при $z = 2$ и дальнейшее увеличение количества RLC - звеньев нецелесообразно. Компромиссного решения ($z = 1,5$) можно достичь, если использовать для второго дифференцирования параллельную RLC - цепь.

Влияние входных сопротивлений буферных каскадов на коэффициент передачи формирующей системы

Изменения входных сопротивлений буферных каскадов вследствие изменения температуры или рабочего режима определяют некоторую нестабильность коэффициента передачи формирующей системы. Если известно относительное изменение входного сопротивления и задано допустимое изменение коэффициента передачи, то можно определить минимальное входное сопротивление буферного каскада (см. приложение 2) по формуле

$$R_{\text{вх.}} \geq 2z \sqrt{\frac{L}{C} \frac{h}{D(1+h)}}$$

$h = \Delta R_2 / R_2$ - относительное изменение входного сопротивления,
 $D = \Delta U_{max} / U_{max}$ - относительное изменение выходного напряжения. При этом, принято, что из-за глубоких обратных связей буферные каскады имеют достаточно низкоомные выходные сопротивления и мы можем пренебречь их изменением.

Компенсация выброса вследствие дифференцирования импульса в предусилителе

Единичный скачок напряжения до поступления в формирующее устройство дифференцируется в зарядочувствительном усилителе. После дифференцирования в формирующем устройстве, кроме полезного импульса, получается импульс обратной полярности с длительностью, определенной константой дифференцирования предусилителя, и амплитудой, пропорциональной отношению обеих постоянных времени дифференцирования. Компенсация этого импульса осуществляется подачей части входного импульса (см. рис. 4а и приложение 7) на выход дифференцирующей цепи /2/.

Иногда необходимо интегрировать импульсы перед дифференцированием из-за ограниченной верхней частоты следующего каскада линейного усиления. При этом, если использовать схему компенсации (рис. 4а), при близких по величине константах дифференцирования получится уменьшение коэффициента передачи формирующей системы (см. приложение 7). Получение компенсационного сигнала перед интегрирующей цепочкой устраняет этот недостаток. Аналогично стоит вопрос и при использовании **RLC** интегрирующей цепочки, что приводит к вводу интегрирующей цепочки в компенсационную цепь.

Амплитуда компенсирующего сигнала должна иметь величину $1/\psi$ для напряжения на входе дифференцирующей цепи, где ψ - произведение всех коэффициентов деления резистивных делителей в цепи компенсации. При этом должно выполняться условие компенсации

$$\psi = r_g / r_{II} .$$

(r_{II} - константа дифференцирования импульса в предусилителе).

Выводы и схемное исполнение

Из табл. 2 видно, что один RLC - интегратор равносильен двум RC -интеграторам или одному каскаду с активным формированием. При однократном дифференцировании можно рекомендовать использование двух или трех RLC - интеграторов, а при двукратном дифференцировании одного или двух RLC - интеграторов и для второго дифференцирования одной RC - цепи или одного параллельного RLC - контура.

Необходимость иметь высокие входные сопротивления буферных каскадов требует использования сложных эмиттерных повторителей или полевых транзисторов. Использование компенсационной схемы для устранения обратного выброса при однополярных импульсах дает определенные преимущества при высоких скоростях регистрации и при амплитудной перегрузке.

На рис. 4 дана примерная схема формирующего усилителя с RLC -интеграторами. При однократном дифференцировании использованы два интегрирующих контура, а при двукратном - второй контур переключается как параллельный и служит для дифференцирования и интегрирования импульсов. В компенсационной цепи использован вариант с однократным RC - интегрированием. Одновременно с постоянными времени изменяется и величина делителя в компенсационной цепи. Первое интегрирование введено сразу после фазоинверсного каскада 1, чтобы уменьшить требования к быстродействию каскада 2. Коэффициент усиления желательно изменять с помощью изменения глубины обратной связи в отдельных каскадах.

Приложение 1

Для получения формулы связи между цепями на рис. 1 и 2 запишем уравнения для коэффициентов передачи и выравняем коэффициенты перед одинаковыми степенями оператора p :

Для рис. 1:

$$K(p) = \omega_0^2 \frac{1}{p^2 + p \frac{R}{L} + \frac{1}{LC}} ;$$

Для рис. 2:

$$K(p) = \omega_0^2 \frac{1}{p^2 + p \frac{CR_1 R_2 + L_K}{L_K C R_2} + \frac{1}{L_K C} (1 + \frac{R_1}{R_2})}$$

Здесь введены следующие обозначения:

$R_1 = R_K + R_L$, R_K - внешнее сопротивление интегрирующего контура, R_L - сопротивление катушки, R_2 - входное сопротивление буферного каскада, $C = C_K + C_{II}$, C_K - емкость конденсатора интегрирующего контура, C_{II} - входная емкость следующего каскада. Приравнявая свободные члены, получим:

$$L = L_K R_2 / (R_1 + R_2)$$

Приравнявая коэффициенты при первой степени, получим:

$$R = (R_1 R_2 C + L_K) / (R_1 + R_2) C$$

Емкость сохраняет свою величину:

$$C = C_K + C_{II}$$

Если $R_2 \gg R_1$ и $R_L \ll R$, получим приближенные равенства

$$R \sim R_1 + R_L, \quad L \sim L_K$$

Приложение 2

Выходное напряжение для одной интегрирующей цепи, если на вход подано единичное напряжение, имеет вид

$$U(t) = K_0 \frac{R_2 (1+h)}{R_1 + R_2 (1+h)} [1 - (1+at) e^{-at}]$$

В максимуме, т.е. для $t = 2z / \omega_0$, выражение в скобках ~ 1 и можно написать:

$$U_{max} = K_0 R_2 (1+D) / (R_1 + R_2)$$

где h - относительное изменение входного сопротивления буферного каскада, D - относительное изменение выходного напряжения.

Имея в виду, что $R_1 \ll R_2$, получим:

$$R_2 \sim R_1 h / D (1+h)$$

Если в формирующей системе z интегрирующих цепей, причем $D \ll 1$, получим:

$$R_2 \sim z R_1 \frac{h}{D(1+h)} = 2z \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{h}{D(1+h)}$$

Определение минимума отношения шум/сигнал для случая
однократного дифференцирования и x - кратного
интегрирования

Квадрат модуля комплексного коэффициента передачи формирующей системы при одинаковых константах дифференцирования и интегрирования и $m = 1$ будет равен

$$|K(j\omega)|^2 = \omega_0^{4x} \frac{\omega^2}{(\omega^2 + \omega_0^2)^{1+2x}}$$

Для квадрата шумового напряжения получим:

$$\overline{U_{ш}^2} = \int_0^{\infty} |K(j\omega)|^2 (\overline{U_{\text{посл.}}^2} + \overline{U_{\text{пар.}}^2}) d\omega =$$

$$= \frac{\omega_0^{4x}}{2\pi \omega_0^{2(1+2x)}} \int_0^{\infty} \frac{\omega^2 (A + \frac{B}{\omega_0^2}) d\omega}{(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1)^{2x+1}} =$$

$$= \frac{A \omega_0}{2\pi} \left[\int_0^{\infty} \frac{d \frac{\omega}{\omega_0}}{(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1)^{2x}} - \int_0^{\infty} \frac{d \frac{\omega}{\omega_0}}{(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1)^{2x+1}} \right] + \frac{B}{2\pi \omega_0} \int_0^{\infty} \frac{d \frac{\omega}{\omega_0}}{(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1)^{2x+1}} =$$

$$= \frac{A \omega_0}{2\pi} [J_{2x} \Big|_0^{\infty} - J_{2x+1} \Big|_0^{\infty}] + \frac{B}{2\pi \omega_0} J_{2x+1} \Big|_0^{\infty}$$

$$J_{2x+1} = J_{2x} \frac{4x-1}{4x}$$

Решим интеграл J_{2z} :

$$\begin{aligned}
 J_{2z} &= \int_0^{\infty} \frac{d \frac{\omega}{\omega_0}}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1\right)^{2z}} = \pi j \operatorname{Res} \left[\frac{1}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1\right)^{2z}} \right] = \\
 &= \frac{\pi j}{(2z-1)!} \lim_{\frac{\omega}{\omega_0} \rightarrow 1} \frac{d^{2z-1}}{d\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2z-1}} \left[\left(\frac{\omega}{\omega_0} - 1\right)^{2z} \frac{1}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1\right)^{2z}} \right] = \\
 &= \frac{\pi (4z-2)!}{[(2z-1)!]^2 2^{4z-1}}.
 \end{aligned}$$

Для $U_{\text{ш}}^2$ запишем:

$$U_{\text{ш}}^2 = \frac{(4z-2)!}{8z [(2z-1)!]^2 2^{4z-1}} \left[A \omega_0 + \frac{B}{\omega_0} (4z-1) \right].$$

Минимум функции получим для

$$\omega_0 = \omega_{0 \text{ опт.}} = (4z-1)^{\frac{1}{2}} (B/A)^{\frac{1}{2}}.$$

Что дает для минимума шумового напряжения

$$U_{\text{ш}}^2 = \frac{\sqrt{4z-1} (4z-2)!}{4z [(2z-1)!]^2 2^{4z-1}} \sqrt{AB}.$$

Оптимальное соотношение шум/сигнал будет иметь вид

$$\frac{N}{S} = \frac{\sqrt{U_{\text{ш}}^2}}{U_{\text{max}}} = \frac{e^{2z}}{(2z)^{2z} 2^{2z}} \sqrt{2z (4z-2)!} \sqrt{4z-1} \sqrt{AB}.$$

Приложение 4

Разрешающее время при однократном дифференцировании определяется формулой

$$t_{\text{разр.1}} = \frac{\int_0^{\infty} U(t) dt}{U_{\text{max}}}.$$

Возьмем интеграл

$$\int_0^{\infty} U(t) dt = \frac{\omega_0^{2z}}{(2z)!} \int_0^{\infty} t^{2z} e^{-\omega_0 t} dt = \frac{\omega_0^{2z}}{(2z)!} J_{2z} \Big|_0^{\infty}.$$

Решим неопределенный интеграл:

$$J_{2x} = \int t^{2x} e^{-\omega_0 t} dt = -\frac{1}{\omega_0} e^{-\omega_0 t} \left[t^{2x} + 2x \frac{1}{\omega_0} t^{2x-1} + \dots + (2x)! \frac{1}{\omega_0^{2x}} \right] =$$

$$= -\frac{1}{\omega_0} e^{-\omega_0 t} \sum_{b=0}^{2x} \frac{(2x)!}{b!} t^b \frac{1}{\omega_0^{2x-b}}.$$

Для указанных границ получим $J_{2x} = 1/\omega_0$. Если в формуле положим $\omega_0 = \omega_{0 \text{ опт.}}$, для t разр.1 получим:

$$t \text{ разр.1} = \frac{(2x-1)! e^{2x}}{\omega_{0 \text{ опт.}} (2x)^{2x-1}} = \frac{(2x-1)! e^{2x}}{\sqrt{4x-1} (2x)^{2x-1}} \sqrt{\frac{A}{B}}.$$

Приложение 5

Определение минимума отношения шум/сигнал для случая двукратного дифференцирования и x - кратного интегрирования

Квадрат модуля комплексного коэффициента передачи формирующей системы при одинаковых константах дифференцирования и интегрирования и $m = 2$ будет равен

$$\overline{U_{\text{ш}}^2} = \int_0^{\infty} |K(j\omega)|^2 (\overline{U_{\text{посл.}}^2} \overline{U_{\text{пар.}}^2}) d\omega = \frac{\omega_0^{4x}}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{\omega^4 (A + \frac{B}{\omega^2}) d\omega}{(\omega^2 + \omega_0^2)^{2x+2}} =$$

$$= \frac{A \omega_0}{2\pi} \left[\int_0^{\infty} \frac{d \frac{\omega}{\omega_0}}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1\right)^{2x}} - 2 \int_0^{\infty} \frac{d \frac{\omega}{\omega_0}}{\left(-\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1\right)^{2x+1}} + \int_0^{\infty} \frac{d \frac{\omega}{\omega_0}}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1\right)^{2x+2}} \right] +$$

$$+ \frac{B}{2\pi \omega_0} \left[\int_0^{\infty} \frac{d \frac{\omega}{\omega_0}}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1\right)^{2x+1}} - \int_0^{\infty} \frac{d \frac{\omega}{\omega_0}}{\left(-\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 1\right)^{2x+2}} \right] =$$

$$= \frac{A \omega_0}{2\pi} [J_{2x} | \int_0^\infty -2 J_{2x+1} | \int_0^\infty + J_{2x+2} | \int_0^\infty] + \frac{B}{2\pi \omega_0} [J_{2x+1} | \int_0^\infty - J_{2x+2} | \int_0^\infty] .$$

Представим:

$$J_{2x+1} = J_{2x} \frac{4x-1}{4x} , \quad J_{2x+2} = J_{2x} \frac{(4x-1)(4x+1)}{4x(4x+2)} ,$$

$$\overline{U_{\text{ш}}^2} = J_{2x} \frac{1}{16\pi x(1+2x)} .$$

Минимум функции получим для

$$\omega_0 = \omega_{0 \text{ опт.}} = (4x-1)^{1/2} (B/A)^{1/2} / 3^{1/2} .$$

Что дает для минимума шумового напряжения:

$$\overline{U_{\text{ш}}^2} = \frac{\sqrt{3}(4x-2)! \sqrt{4x-1}}{2^{2+4x} [(2x-1)!]^2} \sqrt{AB} .$$

Оптимальное отношение шум/сигнал будет иметь вид:

$$\frac{N}{S} = \frac{e^{1+2x}}{2^{2x} (1+2x - \sqrt{1+2x})^{2x} e^{\sqrt{1+2x}}} \sqrt{2x(4x-2)!} \sqrt[4]{0,75(4x-1)} \sqrt[4]{AB} .$$

Приложение 6

Разрешающее время при двукратном дифференцировании определяется формулой

$$t_{\text{разр. 2}} = \frac{|\int_0^t U(t) dt| + |\int_0^\infty U(t) dt|}{|U_{\text{max}}|} .$$

Решим интегралы

$$\begin{aligned}
 & \left| \int_0^{t_0} U(t) dt \right| + \left| \int_{t_0}^{\infty} U(t) dt \right| = \frac{\omega_0^{1+2z}}{(1+2z)!} \left\{ \frac{1+2z}{\omega_0} \int_0^{t_0} t^{2z} e^{-\omega_0 t} dt + \int_{t_0}^{\infty} t^{2z+1} e^{-\omega_0 t} dt - \right. \\
 & \left. - \int_0^{t_0} t^{2z+1} e^{-\omega_0 t} dt - \frac{1+2z}{\omega_0} \int_{t_0}^{\infty} t^{2z} e^{-\omega_0 t} dt \right\} = \\
 & = \frac{\omega_0^{1+2z}}{(1+2z)!} \left\{ \frac{1+2z}{\omega_0} J_{2z} \Big|_0^{t_0} + J_{2z+1} \Big|_{t_0}^{\infty} - J_{2z+1} \Big|_0^{t_0} - \frac{1+2z}{\omega_0} J_{2z} \Big|_{t_0}^{\infty} \right\}.
 \end{aligned}$$

Решение интеграла J_{2z} находим в приложении 4. Неопределенный интеграл запишем в виде

$$\begin{aligned}
 J_{2z+1} &= \int t^{2z+1} e^{-\omega_0 t} dt = \frac{1}{\omega_0} t^{2z+1} e^{-\omega_0 t} + \frac{1+2z}{\omega_0} \int t^{2z} e^{-\omega_0 t} dt = \\
 &= -\frac{1}{\omega_0} t^{2z+1} e^{-\omega_0 t} + \frac{1+2z}{\omega_0} J_{2z} = \\
 &= -\frac{1}{\omega_0} e^{-\omega_0 t} \sum_{b=0}^{2z} \frac{(1+2z)!}{b!} t^b \frac{1}{\omega_0^{1+2z-b}}.
 \end{aligned}$$

Для указанных границ суммы интегралов получим:

$$\left| \int_0^{t_0} U(t) dt \right| + \left| \int_{t_0}^{\infty} U(t) dt \right| = \frac{2(1+2z)^{2z} e^{-(1+2z)}}{\omega_0 (2z)!}.$$

Если в формуле положим $\omega_0 = \omega_0 \text{ орт.}$, для t разр., будем иметь:

$$t_{\text{разр. 2}} = \frac{\sqrt{12} \sqrt{1+2z} (1+2z)^{2z} e^{-\sqrt{1+2z}}}{\sqrt{4z-1} (1+2z - \sqrt{1+2z})^{2z}} \sqrt{\frac{A}{B}}.$$

Приложение 7

Если компенсационная схема выполнена по схеме рис. 4а, при отсутствии компенсирующего импульса, на выходе будем иметь

$$U(t) = \frac{r_{\Pi} r_g}{r_{\Pi} - r_g} \left[\frac{1}{r_g} e^{-\frac{t}{r_g}} - \frac{1}{r_{\Pi}} e^{-\frac{t}{r_{\Pi}}} \right].$$

Если действовал бы только компенсирующий импульс,

$$U(t) = \psi \frac{r_{\Pi}}{r_{\Pi} - r_g} \left[e^{-\frac{t}{r_{\Pi}}} - e^{-\frac{t}{r_g}} \right].$$

Для суммарного импульса, если выполнено условие $\psi = r_g / r_{\Pi}$, получим

$$U(t) = e^{-\frac{t}{r_g}}.$$

Если до дифференцирования введено однократное **RC**-интегрирование, при отсутствии компенсирующего импульса на выходе будем иметь:

$$U(t) = \frac{r_{\Pi} r_g}{(r_{\Pi} - r_g)^2} e^{-\frac{t}{r_g}} + \frac{1}{r_g^2 (r_{\Pi} - r_g)} t e^{-\frac{t}{r_g}} - \frac{r_{\Pi} r_g}{(r_{\Pi} - r_g)^2} e^{-\frac{t}{r_{\Pi}}}.$$

Поскольку компенсирующий импульс берем сразу после предусилителя, для суммарного импульса запишем:

$$U(t) = \frac{1}{r_g^2 (r_{\Pi} - r_g)} t e^{-\frac{t}{r_g}}.$$

Если компенсационный импульс берем после интегрирования, для него будем иметь:

$$U(t) = \psi \frac{1}{r_{\Pi} - r_g} \left[\frac{r_{\Pi}^2}{r_{\Pi} - r_g} e^{-\frac{t}{r_{\Pi}}} - \frac{r_{\Pi}^2}{r_{\Pi} - r_g} e^{-\frac{t}{r_g}} - \frac{1}{r_g^2} t e^{-\frac{t}{r_g}} \right].$$

Для суммарного импульса, если выполнено условие $\psi = r_g / r_{\Pi}$, получим

$$U(t) = \frac{1}{r_g^2 (r_{\Pi} - r_g)} \left(\frac{r_{\Pi} - r_g}{r_{\Pi}} \right) t e^{-\frac{t}{r_g}}.$$

И для случая однократного **RLC**-интегрирования до дифференцирования (рис. 4в) на выходе дифференцирующей цепочки получим:

$$u(t) = \frac{\omega_0 r_{\Pi}}{2(\omega_0 r_{\Pi} - 1)} t^2 e^{-\omega_0 t}$$

Л и т е р а т у р а

1. А.Б. Джиллески. Сигнал, шум и разрешающая способность усилителей. Атомиздат, 1964.
2. J.L. Blankenship, C.H. Nowlin. IEEE Trans. NS-13 No. 3, 495 (1966).
3. E. Fairstein, J. Hahn. Nucleonics, v. 24, No 1, Jan., 1966, p. 55.
4. А.М. Зубарева, Г.Г. Субботина, В.Г. Субботин. Препринт ОИЯИ, 13-4458, Дубна, 1969.

Рукопись поступила в издательский отдел
27 сентября 1971 года.

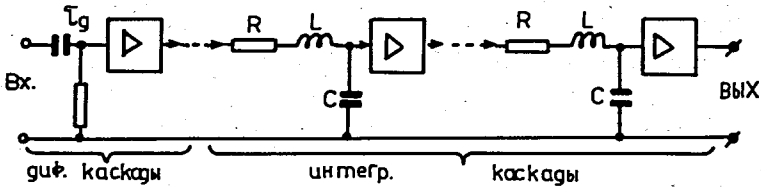


рис.1

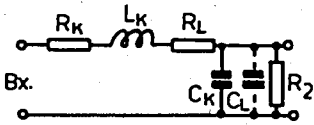


рис.2

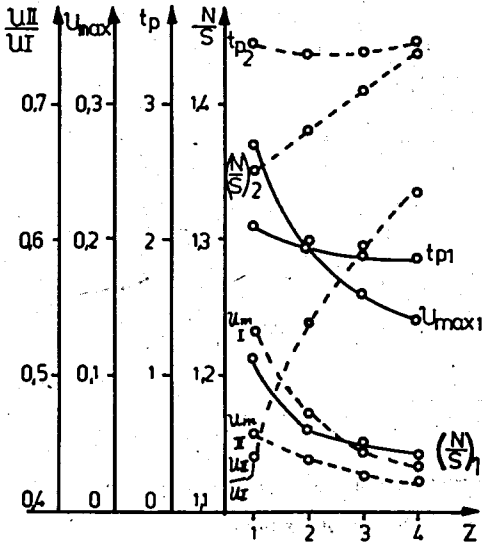


рис.3

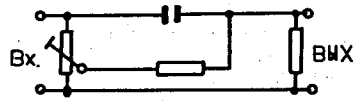


рис.4 а

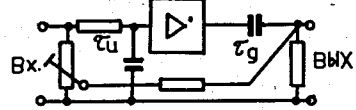


рис.4 б

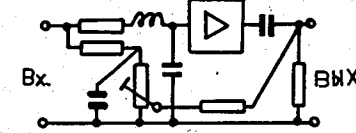


рис.4 в

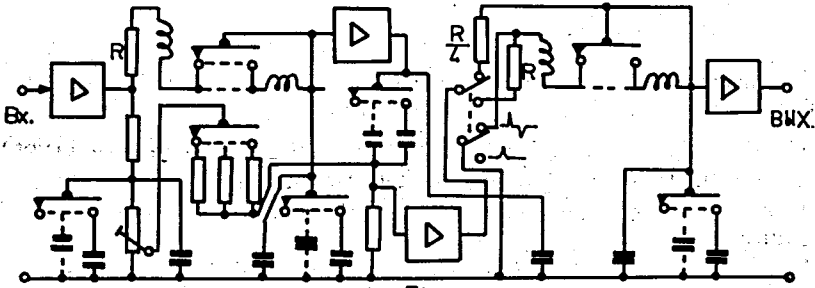


рис.5