

С 302

ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИНСТИТУТ  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна



P13 - 3813

Б.Ю.Семенов, В.А.Антюхов

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ  
ПОСТРОЕНИЯ СПЕКТРОМЕТРА ПРИ ПОВЫШЕННЫХ  
ТРЕБОВАНИЯХ К РАЗРЕШЕНИЮ И ЗАГРУЗКЕ

Представлено на Международный симпозиум  
по ядерной электронике. Версаль. 1968г.

1968

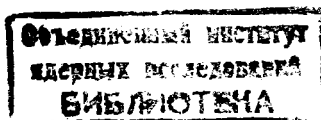
ЛЭБОРТОРИЯ ЯДЕРНЫХ ПРОБЛЕМ

**P13 - 3813**

**Б.Ю.Семенов, В.А.Антохов**

**НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ  
ПОСТРОЕНИЯ СПЕКТРОМЕТРА ПРИ ПОВЫШЕННЫХ  
ТРЕБОВАНИЯХ К РАЗРЕШЕНИЮ И ЗАГРУЗКЕ**

Представлено на Международный симпозиум  
по ядерной электронике. Версаль. 1968г.



## 1. Введение

С увеличением частоты повторения сигналов (загрузки) спектр моноэнергетической линии претерпевает следующие искажения (см.рис.1):

- 1) расширение пика;
- 2) увеличение континуума событий, соответствующих как меньшим (относительно центра тяжести пика), так и большим энергиям;
- 3) изменение положения центра тяжести пика.

Все эти искажения имеют своей первопричиной взаимные наложения импульсов, которые можно разделить на многократные - при несущественном вкладе отдельного наложения - и однократные - когда вклад отдельного наложения имеет существенное значение.

Наложения первого типа создают погрешности, перечисленные в пунктах 1 и 2. Эти погрешности вызваны, в основном, дрейфом и флюктуацией нулевой линии на входе преобразователя аналог-цифра (АЦП).

Наложения второго типа вызывают, в основном, погрешность, названную в пункте 3, которая возникает вследствие измерения АЦП максимума алгебраической суммы вместо максимума одного импульса.

К используемым в настоящее время методам борьбы с частотнозависимыми искажениями, не увеличивающим (или увеличивающим несущественно) погрешности по другим причинам, можно отнести:

- 1) применение устройств, обеспечивающих быстрое и точное восстановление "нулевой линии" на входе АЦП.
- 2) применение устройств, опознающих и отбрасывающих наложенные события;

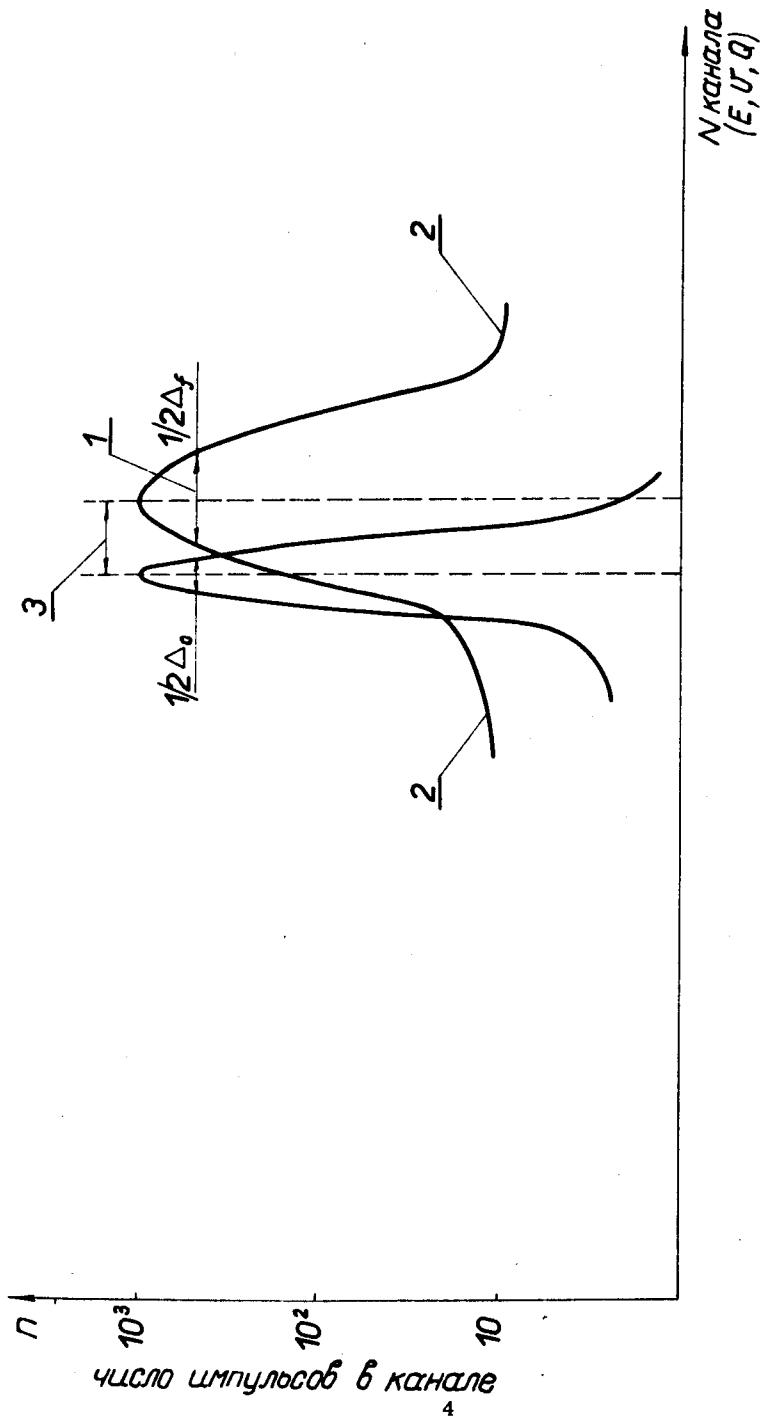


Рис.1. Типичные искажения моноэнергетического спектра при увеличении загрузки на входе; 1 - расширение пика; 2 - образование "плеч"; 3 - изменение положения центра тяжести пика спектра.

3) применение формирующих устройств (фильтров), обеспечивающих уменьшение длительности сигнала при сохранении отношения сигнал/шум, т.е. формирующих оптимальный по форме сигнал. Так, в одной из последних работ /4/ для увеличения грузозонной способности тракта наряду с прочими мероприятиями используется система RC-фильтров с коррекцией, предложенная ранее в работе /5/ для уменьшения мертвого времени при больших перегрузках. Каждому из этих методов уделено в технической литературе определенное внимание /1+8/, однако, сравнению различных способов связи между усилителем и АЦП, так же как и подробному теоретическому рассмотрению системы RC-фильтров с коррекцией, с точки зрения увеличения грузозонной способности системы, достаточного внимания не уделено.

В данной работе с точки зрения повышения грузозонной способности системы производится сравнительный анализ способов связи между усилителем и АЦП при применении систем RC-фильтров простых и с коррекцией. Проведенное рассмотрение базируется на использовании выражений таблицы 1 (взятой из ранее опубликованной работы авторов /9/) с учетом допустимых упрощений для данного случая, оговоренных в разделе II настоящей работы.

**II. Передаточные функции, изображения и временные функции выходного сигнала усилителя при различных воздействиях на входе. Допустимые пренебрежения.**

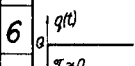
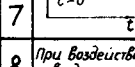
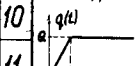
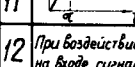
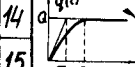
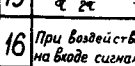
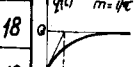
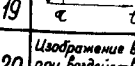
В таблице 1 представлены передаточные функции, изображения и временные функции выходного сигнала усилителя при различных воздействиях на входе. Как это видно из таблицы, под системой I подразумевается система с фильтрами в виде простых RC-цепей, а под системой II - система с фильтрами в виде RC-цепей с коррекцией /5/.

Реальные значения величин  $m$ ,  $a$  и  $g(m=1/r)$ ;  $a=1/R_f C_f$ ;  $g=1/RC$  обычно удовлетворяют соотношениям

$$m > (5 + 10)g ; [RC > (5 + 10)r] \quad (1)$$

$$g > 500a ; [R_1 C_1 > 500 RC] . \quad (2)$$

Таблица 1  
Передаточные функции, изображения и временные функции выходного сигнала усилителя при различных воздействиях на входе.

N n/n			I. Система с простыми RC-цепочками (CR) <sub>2</sub> =(RC) <sub>1</sub> =RC=1/g	II. Система, использующая дифференцирующую цепочку с коррекцией (см таб.) (RC) <sub>2</sub> =(RC) <sub>1</sub> =1/g, R <sub>1</sub> C <sub>1</sub> =R <sub>2</sub> C <sub>2</sub> =1/a
1	Передаточные функции	$W_{a-y} = \frac{Y(p)}{U(p)}$	$-\frac{g}{C_1} \frac{p^2}{(p+a)(p+g)^2}$	$-\frac{g}{C_1} \frac{p}{(p+g)^2}$
2		$W_{y-y} = \frac{Y(p)}{Y(p)}$	$-C_1 \frac{g}{C_2} \frac{p^2}{(p+a)(p+g)^2}$	$-C_1 \frac{g}{C_2} \frac{p}{(p+g)^2}$
3		$W_{z-y} = \frac{Y(p)}{Z(p)}$	$-\frac{g}{C_2} \frac{p}{(p+a)(p+g)^2}$	$-\frac{g}{C_2} \frac{1}{(p+g)^2}$
4	При воздействии на входе сигнала	Изображение выходного сигнала $Y(p)$	$-\frac{ag}{C_1} \frac{p}{(p+a)(p+g)^2}$	$-\frac{ag}{C_2} \frac{1}{(p+g)^2}$
5	$q(t), [v(t); c]$ в виде ступенчатой функции	Временная функция выходного сигнала $v(t)$	$-\frac{ag}{C_1} \left[ \frac{g^2}{g-a} t e^{-gt} + \frac{ag}{(g-a)^2} e^{-at} - \frac{ag}{(g-a)^2} e^{-gt} \right]$	$-\frac{ag}{C_2} t e^{-gt}$
6		Время первого максимума $t_m$		$\frac{1}{g}$
7		Первый максимум $U_m$		$-\frac{a}{C_1 e}$
8	При воздействии на входе сигнала $q(t)$	Изображение выходного сигнала $Y(p)$	$-\frac{ag}{C_1} \frac{1}{(p+a)(p+g)^2} [1 - e^{-\tau p}]$	$-\frac{ag}{C_2} \frac{1}{(p+g)^2} \left[ \frac{1}{p} - \frac{e^{-\tau p}}{p} \right]$
9	$q(t), [v(t); c]$ в виде сигнала с линейным нарастанием фронта	Временная функция выходного сигнала $U(t)$ (при $t > \tau$ )		$-\frac{a}{C_2} e^{-gt} \left[ t \frac{e^{g\tau} - 1}{\tau} + \frac{e^{g\tau} - 1}{g\tau} \right]$
10		Время первого максимума $t_m$		$\tau \frac{1}{1 - e^{-g\tau}}$
11		Первый максимум $U_m$		$-\frac{a}{C_2} \tau \exp \left[ -\frac{\tau}{1 - e^{-g\tau}} \right] (e^{g\tau} - 1)$
12	При воздействии на входе сигнала $q(t)$	Изображение выходного сигнала $Y(p)$	$\frac{ag}{2C_1} \frac{p^2}{(p+a)(p+g)^2} \left[ \frac{2\tau}{p^2} - \frac{1 - e^{-2\tau p}}{p^3} \right]$	$-\frac{ag}{C_2} \frac{p}{(p+g)^2} \left[ \frac{2\tau}{p^2} - \frac{1 - e^{-2\tau p}}{p^3} \right]$
13	$q(t), [v(t); c]$ в виде сигнала с параболическим нарастанием фронта	Временная функция выходного сигнала $U(t)$ (при $t > 2\tau$ )		$-\frac{a}{C_2} e^{-gt} \left[ t \frac{e^{2g\tau} - 2g\tau - 1}{2g\tau^2} - \frac{(g\tau + 1) + (g\tau - 1)e^{2g\tau}}{g^2\tau^2} \right]$
14		Время первого максимума $t_m$		$\frac{1}{g} \frac{1 + (4/3)z}{1 + (2/3)z}$ , где $z = g\tau$
15		Первый максимум $U_m$		$-\frac{a}{C_2} \exp \left[ -\frac{1 + (4/3)z}{1 + (2/3)z} \right] \left[ 1 + (2/3)z \right]$
16	При воздействии на входе сигнала $q(t)$	Изображение выходного сигнала $Y(p)$	$-\frac{ag}{C_1} \frac{p}{(p+a)(p+g)^2} \left[ 1 - \frac{p}{p+m} \right]$	$-\frac{ag}{C_2} \frac{1}{(p+g)^2} \left[ 1 - \frac{p}{p+m} \right]$
17	$q(t), [v(t); c]$ в виде сигнала с экспоненциальным нарастанием фронта	Временная функция выходного сигнала $U(t)$	$-\frac{a}{C_1} \left[ \frac{m g^2}{(m-g)(g-a)} t e^{-gt} - \frac{m^2 g}{(m-g)(m-g)^2} e^{-mt} - \frac{(g^2 - m^2) m g}{(g-a)^2 (m-g)^2} e^{-at} + \frac{m g a}{(g-a)^2 (m-g)^2} e^{-at} \right]$	$-\frac{a}{C_2} \left[ \frac{m}{m-g} g t e^{-gt} + \frac{m g}{(m-g)^2} e^{-mt} - \frac{m g}{(m-g)^2} e^{-gt} \right]$
18		Время первого максимума $t_m$		$\frac{1}{g} \frac{z}{z-1}$ , где $z = \frac{1}{g\tau}$
19		Первый максимум $U_m$		$-\frac{a}{C_2} \frac{z}{z-1} e^{-1/(k\tau)}$
20	Изображение выходного сигнала при воздействии на входе сигнала $q(t)$ в виде $\delta$ -функции с периодом T		$-\frac{ag}{C_1} \frac{p}{(p+a)(p+g)^2} \frac{1}{1 - e^{-Tp}}$	$-\frac{ag}{C_2} \frac{1}{(p+g)^2} \frac{1}{1 - e^{-Tp}}$

При выполнении (1), (2) можно значительно упростить ряд исходных соотношений без существенного снижения точности получаемых в дальнейшем результатов, облегчив тем самым получение простых, удобных для практического применения конечных выражений.

Покажем, что в случае выполнения (1), (2) для процессов в системе II на интервале  $t > (5 + 10)/g$ . Вместо выражений II-9, II-13, II-17 можно применять более простое II-5, и аналогично для системы I вместо I-9, I-13, I-17-более простое I-5. Иными словами, в этом случае конечным значением времени нарастания входного сигнала можно пренебречь, не ухудшая существенно точности получаемых результатов. Докажем это на примере сравнения временных функций выходных сигналов, определяемых выражениями II-17, и II-5, распространяя выводы на остальные случаи.

Из таблицы 1 для входного сигнала с экспоненциальными фронтом нарастания и в виде ступенчатой функции ( $\tau = 0$ ), соответственно, имеем

$$[v(t)]_{\delta} = -\frac{Q}{C_1} \left[ \frac{m}{m-g} g t e^{-gt} + \frac{m g}{(m-g)^2} e^{-mt} - \frac{m g}{(m-g)^2} e^{-gt} \right],$$

$$[v(t)]_{c.f.} = -\frac{Q}{C_1} g t e^{-gt} \quad (x)$$

где  $[v(t)]_{c.f.}$  - выходной сигнал при ступенчатой функции на входе,  $[v(t)]_{\delta}$  отличается от  $[v(t)]_{c.f.}$  наличием дополнительных составляющих

x) Здесь и далее  $\tau$  в показателе степени идентично  $g$ .

$$\frac{mg}{(m-g)^2} e^{-mt} \approx \frac{g}{m} e^{-mt} \quad \frac{mg}{(m-g)^2} e^{-gt} \approx \frac{g}{m} e^{-gt}$$

и множителем  $\frac{m}{m-g}$  в общей для обоих выражений компоненте  $gte^{-gt}$ . Видно, что коэффициент при первом члене  $\frac{m}{m-g}$  при выполнении (1) мало отличается от единицы, а дополнительные составляющие на интервале  $t > (5+10)/g$  значительно меньше, чем первая компонента. Следовательно, для этого случая рассматриваемое упрощение допускается.

Распространяя этот вывод на систему I и на другие способы аппроксимации входных сигналов, окончательно получим

$$[v(t)]_{I(II)}^{\text{э,п,л.}} = [v(t)]_{I(II)}^{\text{с.ф.}}, \quad (3)$$

которое справедливо при  $t > (5+10)/g$  и выполнении (1), (2).

### III. Минимально-допустимый интервал следования сигналов для систем I и II при различных способах связи между усилителем и преобразователем аналог-цифра

Если цепь связи между усилителем и АЦП не вносит дополнительных, связанных с загрузкой искажений, а это возможно при непосредственной связи по постоянному току или связи с очень большим RC (при наличии системы стабилизации порога), то допустимый минимальный интервал между импульсами ( $t_I$  и  $t_{II}$ ), при заданной погрешности ( $\delta$ ), может быть определен из уравнения

$$\delta = \frac{v_{t_I(t_{II})}}{v_m},$$

где  $v_{t_I(t_{II})}$  - значение выходного сигнала в точках  $t_I$  и  $t_{II}$ , соответственно для систем I и II (таблица 1).

Используя выражения таблицы I II-5 и II-7, получим

$$\delta \left( -\frac{Q}{C_f} e^{-1} \right) = -\frac{Q}{C_f} g t_{II} e^{-g t_{II}},$$

а из I-5 и II-7

$$\delta \left( -\frac{Q}{C_f} e^{-1} \right) = -\frac{Q}{C_f} \left[ \frac{g^2}{g-a} t_I e^{-g t_I} + \frac{g a}{(g-a)^2} e^{-g t_I} - \frac{g a}{(g-a)^2} e^{-a t_I} \right].$$

Решение этих уравнений приводит к следующим выражениям для относительного времени

$$\xi t_{II} = 1 - \ln \delta + \ln g t_{II}, \quad (4)$$

$$g t_I = \frac{1 - \ln \delta}{\zeta} + \frac{\ln \zeta}{\zeta}, \quad (5)$$

где

$$\zeta = \frac{a}{g} = \frac{RC}{R_f C_f}.$$

Цепь с восстановителем в некотором смысле подобна цепи непосредственной связи, но имеет свои особенности [2].

Уравнение для определения минимального интервала между импульсами для этого случая будет иметь вид:

$$\frac{Q}{C_f} g t e^{-gt} + \frac{Q}{C_f} g(t+T) e^{-g(t+T)} = \delta v_m.$$

Решая это уравнение, получим

$$gt_I = gt_{II} = 1 - \ln \delta + \ln [gt_{I(II)} (1 - e^{-1}) - e^{-1}]. \quad (6)$$

Применение в качестве элемента связи RC- цепи с  $CR=1/g'$  дает следующее выражение для определения минимального интервала времени:

$$\delta v_m = -\frac{Q}{C_f} g' t \left( \frac{1}{2} g' t - 1 \right) e^{-g' t}.$$

Решая это уравнение, получим

$$g' t_I = g' t_{II} = 1 - \ln \delta + \ln \left[ g' t_{I(II)} \left( \frac{1}{2} g' t_{I(II)} - 1 \right) \right]. \quad (7)$$

Отметим, что для получения примерно тех же результатов в отношении погрешностей, обусловленных конечным временем нарастания и того же отношения сигнал/шум, что и в ранее рассмотренных системах, постоянные времени фильтров этой системы должны быть в два раза больше  $(RC)' = 2RC (g' = g/2)$ . Тогда для этой системы

$$gt_I = gt_{II} = 2 \left\{ 1 - \ln \delta + \ln [gt_{I(II)} \left( \frac{1}{2} gt_{I(II)} - 1 \right)] \right\}. \quad (8)$$

На рис.2 представлены временные графики сигналов на входе АЦП систем I и II при различных способах связи между усилителем и АЦП. Там же представлены численные значения величин  $gt_I$  и  $gt_{II}$ , полученные из соотношений (4) и (8) при  $\delta = 0,001$  (0,1%) и  $\zeta = 0,001+0,01$ .

Более подробный вывод выражений  $gt_{I(II)}$  для случая связи через "восстановитель" и RC- цепи с  $CR = 1/g$  приведен в Приложениях 1 и 2.

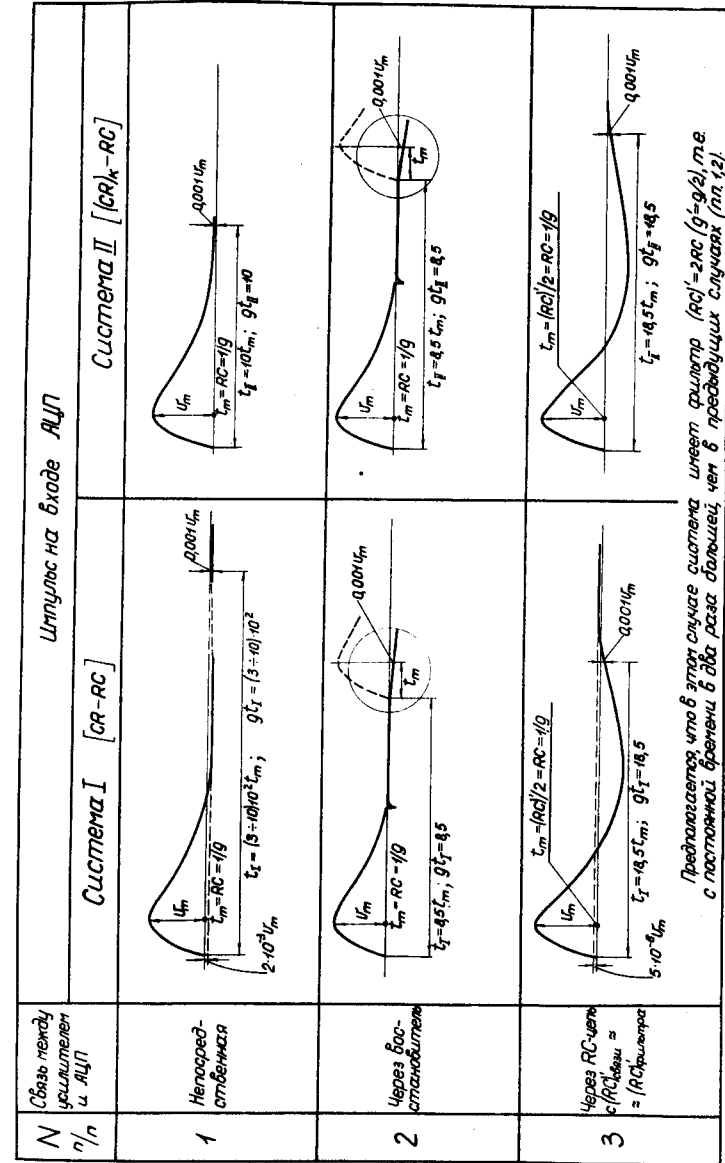


Рис.2. Импульсы на входе АЦП в системах I и II при различных способах связи между усилителем и АЦП. В ячейках 1-1 и 1-3 штриховой линией показана медленная компонента выходного сигнала. Величины  $2 \cdot 10^{-3} \mu s$  и  $5 \cdot 10^{-6} \mu s$  указывают ее относительное начальное (максимальное) значение.

### З а к л ю ч е н и е

Работа касается вопросов загрузочных свойств системы с RC-фильтрами. Полученные формулы для минимального интервала следования входных сигналов ( $gt_1$  и  $gt_2$ ) при заданной погрешности из-за наложений и при различных способах связи между усилителем и АЦП позволяют сделать следующие выводы:

1) Для случая использования непосредственной связи (или с очень большим RC) система с применением RC-фильтров с коррекцией имеет несомненные преимущества.

2) При использовании в качестве элемента связи "восстановителя" или RC-цепи с CR-T система из RC-фильтров с коррекцией не имеет преимуществ по сравнению с простыми RC-фильтрами. А так как она более сложна, то ее применение в этом случае может быть оправдано лишь другими причинами.

3) Для спектрометрических систем высокого разрешения со стабилизацией положения измерительной характеристики применение "восстановителя" с целью получения лучших загрузочных свойств системы вряд ли оправдано, так как по сравнению с непосредственной связью он создает лишь незначительные преимущества, требуя при этом значительных затрат. Кроме этого "восстановитель" уменьшает линейность начального участка измерительной характеристики и снижает отношение сигнал/шум.

4) Для отдельных случаев показана возможность использования элемента связи в виде RC-цепи с CR-T.

Приведенные выводы не исчерпывают полезной информации, которая содержится в соотношениях (4)+(8). Так, например, возможно их использование при проектировании "детекторов наложения" и т.д.

### Приложение 1

Вывод выражения для допустимого минимального интервала между импульсами ( $t_{1(II)}$ ) при заданной погрешности ( $\delta$ ) в случае применения схемы с "восстановителем"

Действие "восстановителя" можно представить следующим образом. "Восстановитель" запоминает тот уровень напряжения, который имелся до прихода импульса. Поэтому пришедший импульс отсчитывается от этого уровня. Но этот уровень (которым является "хвост" предыдущего импульса) не остается постоянным от начала пришедшего импульса до достижения им максимума. Таким образом, пришедший импульс измеряется с погрешностью ( $\delta$ ). Для того чтобы погрешность измерения не превышала допустимую, необходимо чтобы "хвост" предыдущего импульса за промежуток времени от начала пришедшего импульса до достижения им максимума изменялся не более, чем на величину  $\delta v_m$ , где  $\delta$  - допустимая погрешность <sup>x)</sup>.

Так, если предыдущий импульс описывался выражением

$$- \frac{Q}{C_f} g t e^{-qt}, \quad (П1-1)$$

то для определения минимального относительного интервала времени ( $gt_{1(II)}$ ), при котором изменение амплитуды этого импульса за время, равное T, (т.е. времени, за которое пришедший импульс возрастает до своей максимальной величины), можно записать уравнение:

$$- \frac{Q}{C_f} g t e^{-qt} + \frac{Q}{C_f} g (t+T) e^{-q(t+T)} = \delta v_m. \quad (П1-2)$$

<sup>x)</sup> На рис.2 в круге показан в увеличенном виде "хвост" предыдущего импульса, возникающий на выходе "восстановителя" в момент прихода импульса, изображенного пунктиром.



Из таблицы 1 имеем:  $v_m = -\frac{Q}{C_f e}$ ; подставляя это выражение в формулу (П1-2), получим

$$-\frac{Q}{C_f} gte^{-qt} + \frac{Q}{C_f} g(t+T) e^{-q(t+T)} = -\frac{Q}{C_f e} \delta$$

$$gte^{-qt} - gte^{-qt} e^{-qT} - gTe^{-qt} e^{-qT} = \frac{\delta}{e}$$

и, учитывая, что  $g = 1/T$ , получаем

$$\delta e^{-1} = [gt(1 - e^{-1}) - e^{-1}] e^{-qt}$$

или

$$\delta = [gt(1 - e^{-1}) - e^{-1}] e^{1-qt}$$

Логарифмируя, имеем

$$\ln \delta = 1 - gt + \ln [gt(1 - e^{-1}) - e^{-1}]$$

Следовательно,

$$gt = 1 - \ln \delta + \ln [gt(1 - e^{-1}) - e^{-1}] \quad (\text{П1-3})$$

Выражение (П1-3) получено для выходного сигнала вида (П1-1) для системы II. Но, как следует из раздела II, этот же результат справедлив и для системы I. Итак, окончательно имеем:

$$gt_I = gt_{II} = 1 - \ln \delta + \ln [gt_{I(II)}(1 - e^{-1}) - e^{-1}] \quad (\text{П1-4})$$

На рис.2 представлен импульс после "восстановителя". Там же дано численное значение  $gt_I(gt_{II})$  при  $\delta = 0,001 (0,1\%)$ .

## Приложение 2

Вывод выражения для  $gt_I (gt_{II})$  в случае применения системы со связью между усилителем и АЦП в виде RC - цепочки

В случае применения CR - цепочки в качестве связи между усилителем и АЦП изображение сигнала, поступившего на АЦП, будет иметь вид

$$V(p) = -\frac{Qg'}{C_f} \frac{p}{(p+g')^3} \quad (\text{П2-1})$$

Этому изображению соответствует временной сигнал

$$v(t) = -\frac{Q}{C_f} g't(1 - \frac{1}{2} g't) e^{-g't} \quad (\text{П2-2})$$

Для определения минимального относительного времени  $g't$ , при котором следующий импульс, наложившись на хвост предыдущего, будет измеряться с погрешностью, не превышающей заданную, можно записать следующее уравнение:

$$\delta v_m = -\frac{Q}{C_f} g't(\frac{1}{2} g't - 1) e^{-g't}$$

или

$$\delta e^{-1} = g't(\frac{1}{2} g't - 1) e^{-g't}$$

$$\delta = g't(\frac{1}{2} g't - 1) e^{1-g't}$$

Логарифмируя, имеем

$$\ln \delta = \ln \left[ g' t \left( \frac{1}{2} g' t - 1 \right) \right] + 1 - g' t.$$

Отсюда получаем:

$$g' t = 1 - \ln \delta + \ln \left[ g' t \left( \frac{1}{2} g' t - 1 \right) \right]. \quad (\text{П2-3})$$

Следует отметить, что ввиду того, что максимум функции (П2-2) достигается в районе значения времени  $t = 0,5 \frac{1}{g'}$ , то для получения примерно тех же результатов в отношении погрешностей, обусловленных временем нарастания и того же отношения сигнал/шум, что и в ранее рассмотренных системах, постоянные времени фильтров этой системы должны быть в два раза больше, т.е.  $g'' = 2g$ .

Тогда выражение (П2-3) можно переписать

$$gt = 2 \left\{ 1 - \ln \delta + \ln \left[ gt \left( \frac{1}{2} gt - 1 \right) \right] \right\}$$

и, учитывая сказанное в разделе II, окончательно получить:

$$gt_1 = gt_{II} = 2 \left\{ 1 - \ln \delta + \ln \left[ gt_{I(II)} \left( \frac{1}{2} gt_{I(II)} - 1 \right) \right] \right\}.$$

На рис.2 представлен импульс, поступающий на вход АПП. Там же даны численные значения для  $gt_1$  и  $gt_{II}$ , вычисленные для значений  $\delta = 0,001$  (0,1%) и  $\zeta = 0,001 \pm 0,01$ .

#### Л и т е р а т у р а

1. M.G.Strauss, *Rev. Sci. Instr.* 34, 334, 1963.
2. V.Badeka, *Rev. Sci. Instr.* 38, 1397, 1967.
3. E.Fairstein, I.Hahn, *Nucleonics*, vol23, N7, 56 (1965); vol23, N9, 81 (1965); vol23, N11, 50 (1965); vol24, 1,54 (1966); vol24, 3,68 (1966).

4. M.G.Strauss et al, *Rev. Sci. Instr.* 38, 725, 1967.
5. C.H.Howlin and L.L.Blankenship, *Rev. Sci. Instr.* 35, 1830 (1965).
6. L.B.Robinson, *Rev. Sci. Instr.* 32, 1057, 1961.
7. R.L.Chase and L.R.Poulo, *IEEE Trans. Nucl. Sci.* NS-14, No.1, 83, 1967.
8. E.A.Gere and G.L.Miller, *IEEE Trans. Nucl. Sci.* NS-14, No.1, 89, 1967.
9. Б.Ю.Семенов, В.А.Антюхов. Расчет погрешности спектрометра, связанной с флюктуацией фронта входного сигнала. Препринт ОИЯИ P13-3812, Дубна 1968г.

Рукопись поступила в издательский отдел  
15 апреля 1968 года.