

С 344.35

A-391



4913/79
АКИМОВ, Ю. К. и...
Б1-13-12838.

ОБЪЕДИНЕННЫЙ ИНСТИТУТ ЯДЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Б1-13-12838

ДЕПОНИРОВАННАЯ ПУБЛИКАЦИЯ

Дубна 1979

ОБЪЕДИНЕННЫЙ ИНСТИТУТ ЯДЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Лаборатория ядерных проблем

Б1-13-12838

Ю.К.Акимов, О.В.Игнатъев*

СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕКОТОРЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ
ПРЕЦИЗИОННЫХ СПЕКТРОМЕТРОВ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ
ДЕТЕКТОРАМИ

04. 10. 79.

Дубна, 1979

* Уральский политехнический институт, Свердловск

Объединенный институт
ядерных исследований
ЕИИЯС

Аннотация

Работа представляет собой обзор литературных данных по формирователям импульсов спектрметрических трактов с ПИД. Особое внимание уделяется способам фильтрации, обеспечивающим одновременно как высокое отношение сигнала к шуму, так и хорошую загрузочную способность спектрометра. При этом кратко отражены квази-гауссовские фильтры и более детально рассмотрены время-инвариантные и время-зависимые формирователи на основе линий задержки (ЛЗ). Показано, что время-инвариантные ЛЗ-формирователи обеспечивают лучшую фильтрацию шумов и более высокую допустимую загрузку, чем квази-гауссовские фильтры. Однако имеется ряд практических трудностей в реализации таких формирователей. Чрезвычайно перспективно применение ЛЗ во время-зависимых фильтрах, являющихся наиболее приемлемыми для работы в условиях больших нагрузок.

I. Введение

Полупроводниковые детекторы ядерных частиц (ПЖД) обеспечивают высокое энергетическое разрешение для реализации которого предъявляются большие требования к электронике, в том числе к устройствам, осуществляющим фильтрацию сигнала с целью максимально возможного подавления влияния шумов. С этой точки зрения за образец обычно принимают фильтр, выбранный в соответствии с выводами теории оптимальной фильтрации шумов ^{/1/} и обеспечивающий, так называемую "сиг-форму" ^[2] импульсов, дающую максимальное отношение сигнала к шуму. Степень приближения того или иного реального фильтра к оптимальному характеризуют коэффициентом превышения шума $K_{П.ш.}$, а именно, насколько этот коэффициент больше единицы. Другой важной характеристикой фильтра, интерес к которой в последнее время все более и более возрастает, является обеспечиваемая им нагрузочная способность спектрометрического тракта. Из общих соображений ясно, что для увеличения загрузки сформированные импульсы должны быть по возможности короткими. Однако при этом важно, чтобы значение $K_{П.ш.}$ оставалось близким к единице. Длительность импульсов удобно выражать в величинах τ_0 - оптимальных значений постоянной времени простого CR-RC - фильтра.

Целью настоящего обзора является рассмотрение различных типов формирователей импульсов и, в первую очередь, с точки зрения их применения при повышенных нагрузках, особенно, в рентгеновских спектрометрах, где для получения хорошего разрешения приходится работать с довольно длинными импульсами.

2. Квази-гауссовские формирователи

Данный тип формирователей появился раньше других и получил поэтому наибольшее распространение в спектрометрической аппаратуре. Простейшим путем реализации квази-гауссовских формирователей является простое каскадирование через развязывающие усилительные секции CR -дифференцирующей цепи и некоторого числа n RC -интеграторов. В ряде работ, например /3,4/, приводятся данные по таким формирователям, а также по квази-гауссовскому формированию, осуществляемому на активных фильтрах. На основании этих работ можно заключить, что реализуемые квази-гауссовские формирователи характеризуются $K_{п.ш.} = 1,18 \div 1,14$ и длительностями импульсов на выходе $\tau_{имп} = (6,4 \div 4,7) \tau_0$ на уровне 0,1% при оптимизированных по шумам постоянных формирования.

Существует ряд фильтров, рассматриваемых ниже, которые обеспечивают меньшее значение, ~~однако,~~ из параметров ($K_{п.ш.}$ или $\tau_{имп}$) при сохранении другого на уровне квази-гауссовских формирователей.

3. Время-инвариантные формирователи

Большинство время-инвариантных фильтров, обладающих по сравнению с квази-гауссовскими меньшим $K_{п.ш.}$ либо длительностями спектрометрических импульсов на выходе, построены на основе линий задержки (ЛЗ), так, в работе /5/ приводятся характеристики фильтра с однократным дифференцированием на линии задержки и двукратным интегрированием на RC -интеграторах с одинаковыми постоянными времени (ЛЗ + 2х [RC]). Для такого фильтра $K_{п.ш.} = 1,11$, а $\tau_{имп}/\tau_0 = 4,9$. Однако эти характеристики достигаются лишь в том случае, когда выходной импульс с зарядочувствитель-

ного предусилителя (ЗЧП) имеет бесконечно большую длительность спада. В противном случае при короткозамкнутом включении линии задержки образуется длительный выброс противоположной полярности с постоянной времени, равной постоянной времени спада входного импульса ($\tau_{сп} \sim 50+100$ мксек после укорачивания в ЗЧП), а также возрастает $K_{п.ш.}$. Несколько меньшее возрастание $K_{п.ш.}$ и полное отсутствие выброса противоположной полярности достижимы при мостовом включении линии задержки /6/.

Ряд интересных формирователей с ЛЗ приведен в работе /7/. С помощью дополнительных компенсирующих цепей авторам этой работы удалось существенно уменьшить длительность спектрометрических импульсов известных фильтров, при сохранении либо незначительном увеличении собственных им $K_{п.ш.}$. На рис. 2 приведена схема компенсации для фильтра (ЛЗ + RC), ($K_{п.ш.} = 1,10$, $\tau_{имп} = 9,90 \tau_0$) и соответствующие временные диаграммы. Суммирование задержанного на время $t = T_m$ и ослабленного в "е" раз импульса в противофазе с исходным выходным импульсом (ЛЗ + RC)-формирователя обеспечивает строго определенную длительность выходного сигнала $T_{имп} = 2,58 \tau_0$ против $\tau_{имп} = 9,9 \tau_0$ и незначительное возрастание шума - $K_{п.ш.} = 1,125$ (вместо $K_{п.ш.} = 1,10$). В результате оба параметра оказываются лучше, чем в квази-гауссовских формирователях. К сожалению, такой способ компенсации приемлем лишь для входного импульса в виде идеальной ступени.

Используя аналогичный принцип, авторы работы /7/ улучшили время восстановления сигналов к нулю для квази-гауссовского фильтра с четырехкратным интегрированием и для фильтра, обеспечивающего "ограниченную *сигр*-форму" выходного импульса. В первом случае длительность импульса по уровню 0,01% удалось уменьшить с $7,5 \tau_0$ до $3,9 \tau_0$, а коэффициент превышения шума

возрос с $K_{П.ш.} = 1,16$ до $K_{П.ш.} = 1,18$. Во втором случае длительность импульса уменьшилась с $21\tau_0$ до $7,0\tau_0$, а коэффициент превышения шума даже улучшался до 1,012 против исходного $K_{П.ш.} = 1,015$. На рис. 2 и 3 приведены соответствующие блок-схемы фильтров с цепями компенсации "хвостов" и формы выходных импульсов, либо весовых функций (последняя зависит от переменной $\tau = T_m - t$ и является зеркальным отображением импульсной характеристики $h(t)$, задержанной на время T_m , описывающей передаточные свойства фильтра).

Фильтры с компенсацией "хвостов" спектрометрических импульсов, приведенные на рис. 2 и 3, как и квази-гауссовские, обеспечивают нормальную работу со спектрометрическими экспоненциальными сигналами от предусилителя, имеющими постоянные спада в пределах $\infty \geq \tau_{en} \geq \tau_{\phi}$, если вместо простого CR -дифференцирования произвести укорачивание с компенсацией полюса нулем. Общим недостатком схем рис. 1-3 является сложность структуры фильтра и, как следствие, чрезвычайная сложность перестройки на другую постоянную времени формирования.

Среди время-инвариантных фильтров, близких по своим характеристикам к "CиЗР-формирователю", особый интерес представляют т.н. "трансверсальные" фильтры, обзор по которым опубликован в работе /8/. Сущность работы "трансверсальных" фильтров иллюстрируется на рис. 4 (а). Такой фильтр производит непосредственно вычисление свертки функций $U_{вх}(t)$ и $h(t)$. Коэффициенты передачи сигнала, снимаемого с отводов линии по мере его прохождения вдоль линии, определяются как $K_i = -\frac{R_i}{R_1}$. Для получения на выходе фильтра спектрометрического импульса с "органической CиЗР-формой", значения резисторов R_i должны уменьшаться

возрос с $K_{П.ш.} = 1,16$ до $K_{П.ш.} = 1,18$. Во втором случае длительность импульса уменьшилась с $21\tau_0$ до $7,0\tau_0$, а коэффициент превышения шума даже улучшался до 1,012 против исходного $K_{П.ш.} = 1,015$. На рис. 2 и 3 приведены соответствующие блок-схемы фильтров с цепями компенсации "хвостов" и формы выходных импульсов, либо весовых функций (последняя зависит от переменной $\tau = T_m - t$ и является зеркальным отображением импульсной характеристики $h(t)$, задержанной на время T_m , описывающей передаточные свойства фильтра).

Фильтры с компенсацией "хвостов" спектрометрических импульсов, приведенные на рис. 2 и 3, как и квази-гауссовские, обеспечивают нормальную работу со спектрометрическими экспоненциальными сигналами от предусилителя, имеющими постоянные спада в пределах $\infty \geq \tau_{en} \geq \tau_{\phi}$, если вместо простого CR -дифференцирования произвести укорачивание с компенсацией полюса нулем. Общим недостатком схем рис. 1-3 является сложность структуры фильтра и, как следствие, чрезвычайная сложность перестройки на другую постоянную времени формирования.

Среди время-инвариантных фильтров, близких по своим характеристикам к "CиЗр-формирователю", особый интерес представляют т.н. "трансверсальные" фильтры, обзор по которым опубликован в работе /8/. Сущность работы "трансверсальных" фильтров иллюстрируется на рис. 4 (а). Такой фильтр производит непосредственно вычисление свертки функций $U_{вх}(t)$ и $h(t)$. Коэффициенты передачи сигнала, снимаемого с отводов линии по мере его прохождения вдоль линии, определяются как $K_i = -\frac{R_1}{R_i}$. Для получения на выходе фильтра спектрометрического импульса с "органической CиЗр-формой", значения резисторов R_i должны уменьшаться

от K_1 до K_n по экспоненциальному закону. Аналогичным образом выполненный "трансверсальный" фильтр приведен в работе /9/. Рис. 4 (б) иллюстрирует способ съема сигнала с линии задержки через "весовые" емкости на вход интегратора.

Общими чертами схем "трансверсальных" фильтров на рис. 4 (а) и (б) является то, что сопротивление резисторов или емкостей должно быть много больше, чем волновое сопротивление линии; схемы не требуют, что ^{фи} перед ними располагался "белящий" CR - фильтр верхних частот. При соответствующем выборе "весовых" элементов "ограниченная $сизр$ -форма" импульса может быть реализована из входного сигнала, имеющего даже бесконечную постоянную времени спада. Общим недостатком обеих схем является сложность изменения постоянных формирования, хотя и не в такой степени, как в $сизр$ -фильтре, приведенном на рис. 3. На рис. 4 (в) приведена (по работе /8/) схема фильтра для реализации треугольной (при $T = T_3$) или трапециевидальной ($T < T_3$) формы спектрометрического импульса, являющейся одним из лучших приближений к теоретическому пределу по уровню $K_{п.ш.}$. Характеристики фильтра с такой весовой функцией впервые были проанализированы в статье /10/: $K_{п.ш.} = 1,075$, $T_{имп} = 3,46 \tau_0$. Однако вновь, если выходной импульс ЗЧ имеет постоянную спада, отличную от бесконечности, то $K_{п.ш.} > 1,075$.

Приведенный краткий обзор время-инвариантных спектрометрических формирователей, обеспечивающих лучшую фильтрацию шумов и более высокую допустимую загрузку, чем квази-гауссовские фильтры, свидетельствует о том, что наиболее простые из них выполнены (либо могут быть выполнены) на основе линий задержки. Для большинства их характерна острая вершина у выходного сигнала. Это затрудняет практическое использование таких фильтров

из-за слишком жестких требований к быстродействию зарядно-разрядного устройства (ЗРУ) последующего АЦП. Недостаточное быстродействие ЗРУ приводит к появлению значительной нелинейности, а также увеличивает коэффициент превышения шума. Формирование плоской вершины для уменьшения этой нелинейности приводит к возрастанию дисперсии параллельного источника "белого" шума и к увеличению $K_{п.ш.}$ фильтра.

Другими причинами, ограничивающими широкое внедрение рассмотренных фильтров, является невысокое качество линий задержки, трудности согласования их с реальными спектрметрическими импульсами от ЗЧУ и, как следствие, довольно широко распространенное предубеждение разработчиков ядерно-физической аппаратуры против применения в фильтрах линий задержки. Рассмотренные работы /7,8/ представляют скорее чисто академический интерес, т.к. в них не содержатся сведения об использовании предлагаемых их авторами формирователей в составе прецизионных ПЦ-спектрометров.

4. Время-зависимые формирователи

Основными преимуществами время-зависимых фильтров являются возможности получения при их помощи весовых функций необходимой формы и длительности, которые технически трудно-реализуемы с время-инвариантными формирователями, а также их более высокая загрузочная способность, достигаемая в ряде случаев при весовых функциях, одинаковых с время-инвариантным аналогом. Последнее можно получить, если длительность сформированного спектрметрического импульса меньше, чем длительность весовой функции, которая в свою очередь стационарна, т.е. не зависит от интервала между предыдущими и последующими событиями.

Ниже будут рассмотрены время-зависимые формирователи отличающиеся следующими характерными значениями $K_{п.ш.} \leq 1,14$, $T_{имп.} \leq$

4,3 τ_c . Очевидно, что этим условиям отвечают те время-зависимые фильтры, чьи весовые функции совпадают с одной из форм выходных сигналов после вышеописанных время-инвариантных формирователей. Чтобы не перегружать данный раздел, рассмотрим только те фильтры, которые нашли практическое применение в спектрометрии, либо могут без особых трудностей быть реализованы при современном уровне развития элементной базы. Описание таких, более сложных фильтров, как трансверсальных или основанных на использовании "идеальных" автокорреляторов, можно найти в работах /11, 12/.

В работе /13/ приведен время-зависимый фильтр, который в предельном случае может характеризоваться симметричной треугольной весовой функцией с $K_{п.ш.} = 1,075$ и длительностью выходного спектрометрического импульса, равной $T_{имп} = 1,73 \tau_c$. Упрощенная блок-схема этого фильтра показана на рис. 5 (а), а процедура получения весовой функции - на рис. 5 (б). Треугольная форма весовой функции всей системы может быть получена при бесконечных постоянных времени τ_ϕ спада выходного импульса зарядочувствительного предусилителя и постоянной времени τ_b время-зависимого стабилизатора (ВЗС) исходного уровня (восстановителя постоянной составляющей - ВПС) для подпороговых сигналов. Действие ВЗС и стробируемого интегратора управляется логическим узлом и начинается с приходом на его вход спектрометрического квазипрямоугольного импульса. В течение его длительности ВЗС находится в состоянии с бесконечно большой постоянной времени дифференцирования, т.е. не искажает форму сигнала, а стробируемый интегратор осуществляет преобразование площади сигнала в амплитуду выходного спектрометрического импульса. При $\tau_b = \infty$ максимально до-

пустимая загрузка определяется лишь длительностью выходного импульса, равной времени дифференцирования на ЛЗ. Из рис. 5 (б) видно (см. пунктир), что в этом случае весовая функция всей системы вдвое длиннее, чем выходной импульс. Следовательно, такой фильтр, в принципе, обеспечивает вдвое меньшую вероятность наложений, чем его время-инвариантный аналог с той же формой весовой функции. Рассмотренный случай является гипотетическим, т.к. в реальных условиях $T_f \neq \infty$, а требование $T_b = \infty$ означает, что ВЗС вообще отсутствует. Согласно /13/ на практике $T_{\text{инт}}/T_d = 1,1$, $T_c/\tau_b = 0,01$ и $T_d/\tau_f = 0,06$, где $T_{\text{инт}}$ - время интегрирования в стробируемом интеграторе, а T_d - время дифференцирования на ЛЗ. В результате для одиночного импульса наблюдаемое значение $K_{\text{п.ш.}} = 1,152$ против предельного значения $K_{\text{п.ш.}} = 1,075$. Более того, при повышенных нагрузках должна проявляться нестационарность формы весовой функции, обусловленная "памятью" ВЗС на предисторию данного события /10/. Тем не менее экспериментальные результаты [13] свидетельствуют о больших преимуществах системы по сравнению с теми, где формирование гауссовское.

Стоит отметить, что подобная система использовалась и в работе /14/, однако, время-инвариантная часть фильтра была построена не на основе дифференцирующей линии задержки, а представляла собой квазигауссовский формирователь с такими значениями постоянных формирования, чтобы его выходной импульс был максимально приближен по форме к прямоугольному. Автором этой работы экспериментально не обнаружено зависимости $K_{\text{п.ш.}}$ от предистории.

В ядерной спектроскопии хорошо известен процессор, построенный в Харуэлле (Англия) на основе время-зависимых фильтров

/I5, I6/. Блок-схема и временные диаграммы работы фильтра (по работе /I7/) приведены на рис. 6. Особенность этого фильтра заключается в том, что он работает с входными импульсами от ЗЧП прямоугольной, а не ступенчатой или экспоненциальной формы. Такая специфичная форма спектрометрических импульсов реализуется в предусилителях, в которых, подобно системе из /I8/, организовано принудительное восстановление заряда на емкости обратной связи C_f после каждого импульса тока ПЦД.

Непосредственно перед приходом спектрометрического импульса на вход фильтра ключ K_1 размыкается на фиксированное время $\Delta t_1 = t_3 - t_1$ для устранения влияния флуктуаций длительности переднего фронта сигнала, обусловленных разбросом времени собирания в ПЦД.

Затем, в течение времени $\Delta t_2 = t_4 - t_3$ на RC -интеграторе R_1, C_1 осуществляется интегрирование спектрометрического импульса. Одновременно работает стробируемый интегратор - ключ K_3 размыкается на интервал времени Δt_2 . На выходе непосредственно стробируемого интегратора образуется "вогнутый" передний фронт спектрометрического импульса, совпадающий по форме со спадом "ограниченной *сusp*-формы" весовой функции $w(t')$ эквивалентного время-инвариантного формирователя с таким же временем измерения T_m . В течение времени $\Delta t_3 = t_6 - t_4$ происходит разряд емкости C_1 через замкнувшийся ключ K_2 . При этом стробируемый интегратор продолжает работу до $t = t_5$, после чего также "сбрасывается", а совмещенные с ним линейные ворота пропускают на выход сформированный по длительности импульс длительностью $\Delta t_4 = t_5 - t_4$. Ключ K_3 возвращается в исходное, замкнутое состояние одновременно с размыканием ключа K_2 в момент времени $t = t_6$. Хотя формирование, в

принципе, заканчивается при $t = t_6$, процессор остается заблокированным по входу вплоть до момента времени $t = t_7$. Общее мертвое время равно $\Delta t_5 = t_7 - t_1 \approx 2(t_4 - t_3)$, т.е. примерно вдвое превышает время формирования спектрометрического сигнала в процессоре. Необходимость введения дополнительного мертвого времени связана с возникновением в этом фильтре нестационарного шума, зависящего от интервалов между соседними импульсами. Анализ нестационарной весовой функции, свойственной харуэлльскому процессору, проведен автором работы ^{/19/} в предположении, что вклад в выходной шум в оптоэлектронной системе дает лишь последовательный источник "белого" шума на входе предусилителя. Нестационарный шум возникает во время-зависимом интеграторе $R_1 R_2 K_2 C_1$ в течение времени нахождения ключа K_2 в замкнутом состоянии. Если $\frac{R_1}{R_2} = 10$, то коэффициент передачи этого интегратора изменяется от $K(p) = \frac{1}{1+pR_1C_1}$ в нормальном состоянии до $K_2(p) \approx \frac{10}{1+p(0,1R_1C_1)}$, т.е. в течение времени $t_6 - t_5$ в 10 раз возрастает значение коэффициента передачи по постоянному току и примерно в 10 раз уменьшается постоянная времени интегрирования для δ -импульсов последовательного источника шума. Поэтому следующий спектрометрический импульс, появившийся вскоре за окончанием предыдущего, будет измерен с большей шумовой ошибкой, чем первый. Так, согласно ^{/19/} при времени формирования 5 мксек и $\overline{N_{\text{вх}}} = 10^5 \frac{\text{ИМП}}{\text{сек}}$ эффективное значение $K_{\text{п.ш.}}$ составило: $K_{\text{п.ш.эф}} = 1,39$ против $K_{\text{п.ш.}} = 1,37$ на малой загрузке. Несмотря на сравнительно большое избыточное мертвое время, харуэлльский процессор обеспечивает более высокую загрузку по выходу, чем квазигауссовский формирователь с 4-х кратным интегрированием и временем достижения пикового

значения также 5 мксек: ($\tau_g = \tau_u = 1,25$ мксек). Отношение $\overline{n_{вых}}/\overline{n_{вх}}$ при $n_{вх} = 10^5$ имп/сек для гауссовского формирователя равно 8,2%, для процессора - 22%, в то время как значение $K_{п.ш.}$ при таких постоянных формирования оказалось для гауссиана - 1,42. Высокие значения $K_{п.ш.}$ в данном случае обусловлены неоптимальными постоянными формирования, выбранными для сравнения.

Интересными свойствами обладает фильтр, шумовые характеристики которого приведены в статье /12/. Фильтр представляет собой CR -дифференцирующую цепь с постоянной времени $\tau_0/2$ и последующий стробируемый интегратор с временем интегрирования $\tau_{инт} = 1,45\tau_0$. Для такого формирователя $K_{п.ш.} = 1,136$, $\tau_{имп} = 3,45\tau_0$. Блок-схема фильтра, эпюры напряжений в характерных точках и рассчитанная нами весовая функция приведены на рис. 7. Среди рассмотренных здесь фильтров последний обладает рекордно-короткой длительностью выходного импульса и весовая функция такого фильтра стационарна.

Из приведенного краткого анализа наиболее перспективных время-зависимых спектрометрических формирователей можно сделать следующие выводы:

1. В отличие от время-инвариантных фильтров здесь наблюдается различие форм и длительностей весовой функции и выходного импульса.

2. Длительность импульса на выходе фильтра и форма весовой функции, определяемой для одиночного события, не всегда являются исчерпывающими характеристиками формирователя, что можно видеть, например, из рис. 6 и 7.

3. Время-зависимые фильтры перспективны для работы в условиях больших нагрузок, т.к. по сравнению с другими типами фильтров они позволяют получать существенно меньшую длительность выходного импульса при сохранении хорошего отношения сигнала к шуму.

Иванов
О. Иванов

Литература

1. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М.-Л. Госэнергоиздат, 1955
2. Baldinger E. Frawzen W. Advances in electronics and electron physics, v.3, 1956, p.256
3. Зубарева А.М., Субботин В.Г. ОИЯИ I3-4458, Дубна, 1969
4. Андерт К., Габриэль Ф., Калинин А.И., ОИЯИ I3-7I25, Дубна, 1973
5. Акимов Ю.К. и др. Полупроводниковые детекторы ядерных частиц и их применения. М. Атомиздат, 1967, стр. 94.
6. Nowlin C.H., Blankenship Rev.Sci.Instr. 36, 1830 (1965)
7. Taccetti N., Vocciolini M. Nucl.Instr.and Meth. 113m 69 (1973)
8. Miller G.L., Robinson D.A.H. IEEE Trans.on Nucl.Sci. v. NS-22, No.5, p.2022, 1975
9. Рубинштейн И.А., Рацкован' Р.С. ПТЭ, № 6, I23 (1975)
10. Karlovac N., Blalock T.V. IEEE Trans., NS-22, No.1, p.457, 1975
11. Radeka V. IEEE Trans. NS-15, No.3, 455, 1968
12. Goulding F.S. Nucl.Instr.and Meth. 100, 493 (1972)
13. Karlovac N., Blalock T.V. IEEE Trans. NS-22, No.1, p.452, 1975
14. Radeka V. IEEE Trans.NS-19, No.1, p.412, 1972
15. Kandiah K. et al. Int.Symp.on Nucl.Electr. vol.1, 69-1, Versailles (1968)
16. Kandiah K. Nucl.Instr.and Meth. 95, 289 (1971)
17. Kandiah K. et al. IEEE Trans. NS-22, No.5, p.2058, 1975
18. Kurz R. IEEE Trans. NS-19, No.3, p.418, 1972
19. Deighton M.O. Nucl.Instr.and Meth. 103, 1 (1972)

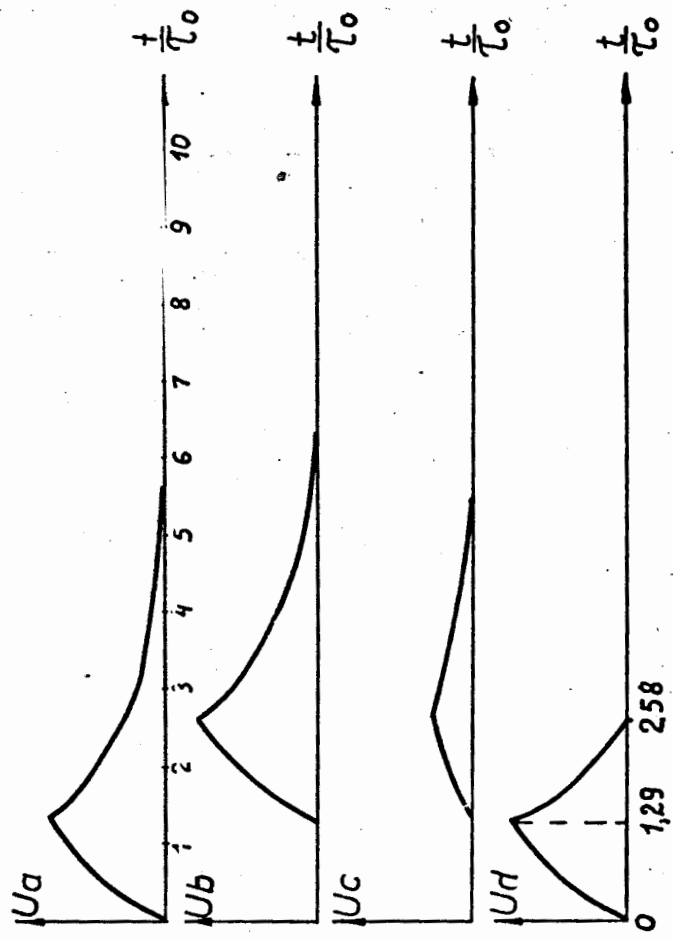
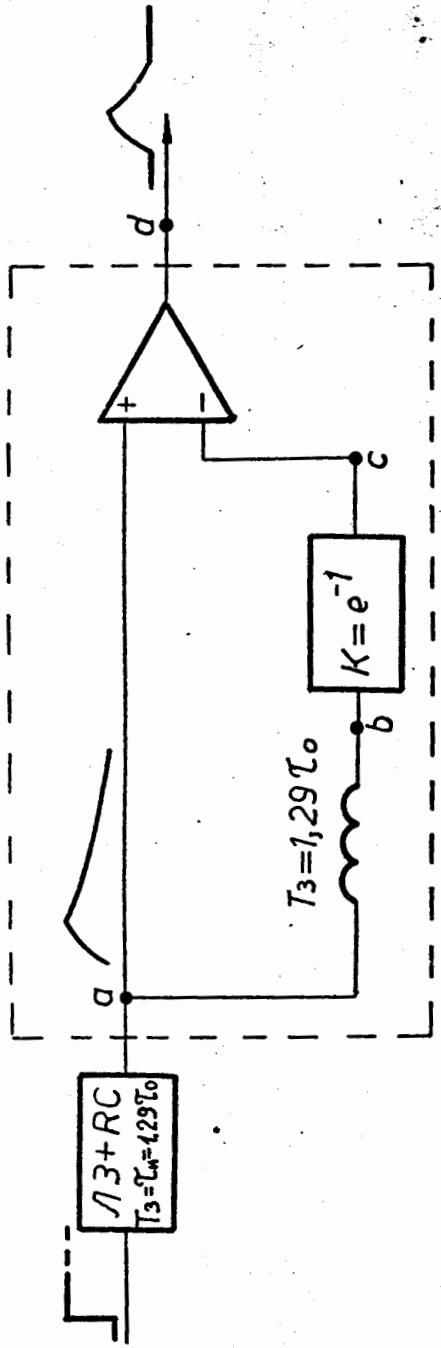


Рис.1

(L3+RC) — Фильтр с компенсацией «хвоста» и элюры напряжений

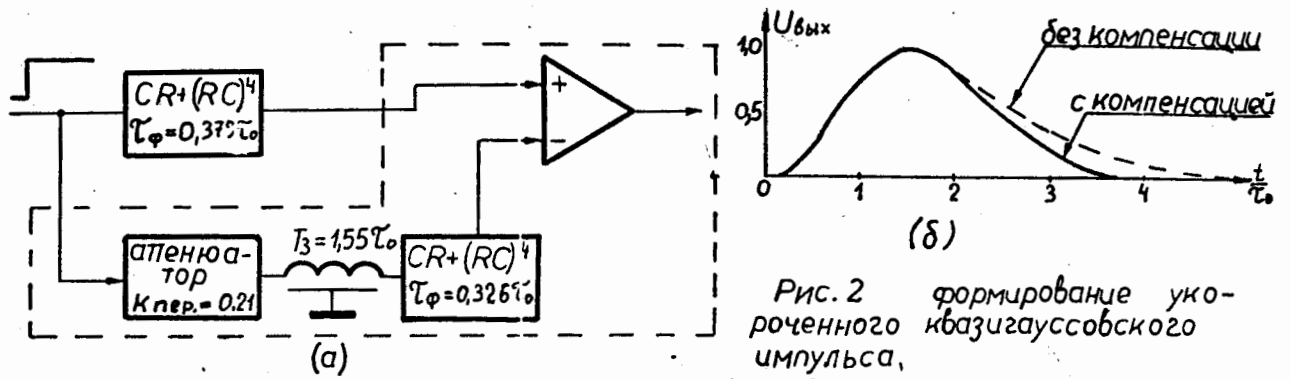


Рис. 2 формирование укороченного квазигaussianского импульса,

(а) — блок-схема фильтра

(б) — форма выходного импульса

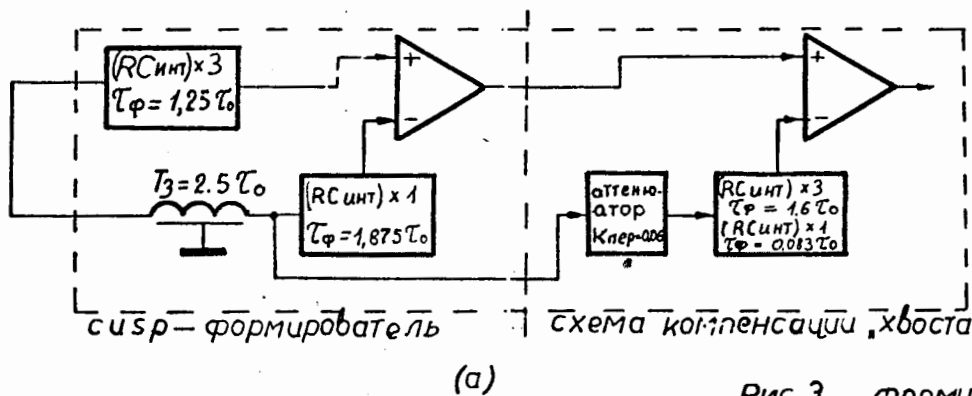
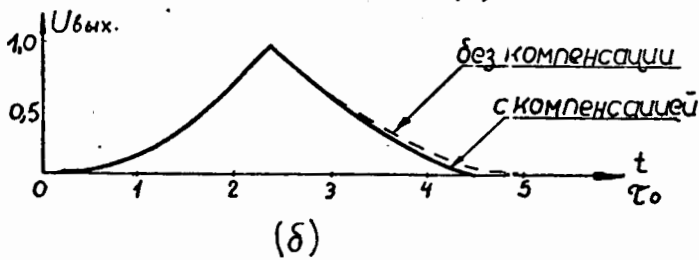
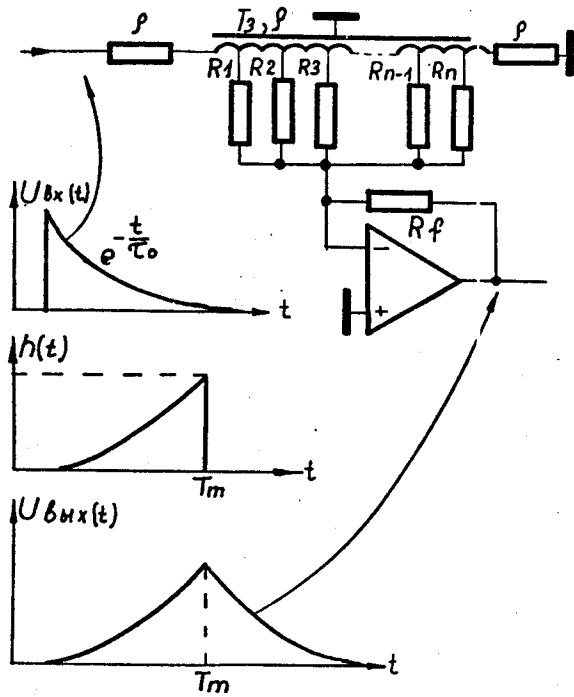


Рис. 3 формирование укороченного «сиср»-импульса

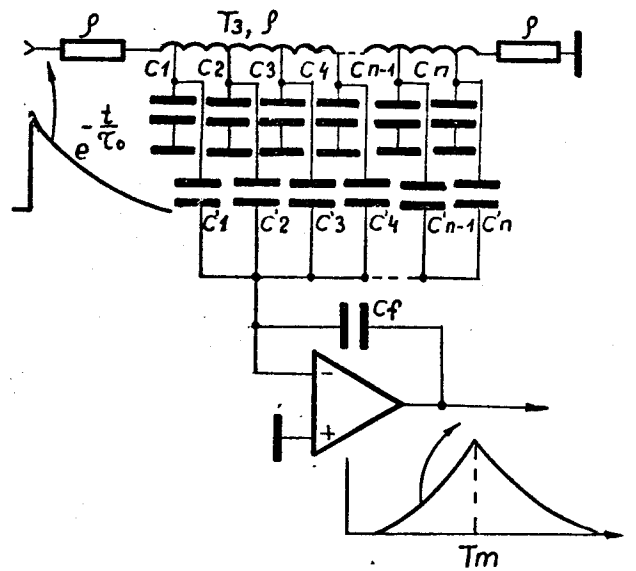
(а) — блок-схема фильтра

(б) — форма выходного импульса

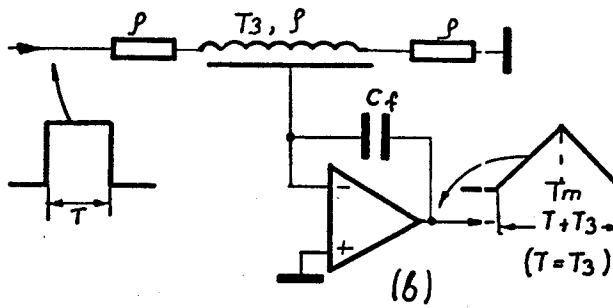




(a)



(б)



(в)

Рис.4 Способы реализации "трансверсальных" фильтров.

(а) съём сигнала с помощью весовых резисторов.

(б) съём сигнала ёмкостной

(в) ёмкостной съём сигнала с общей шины линии задержки

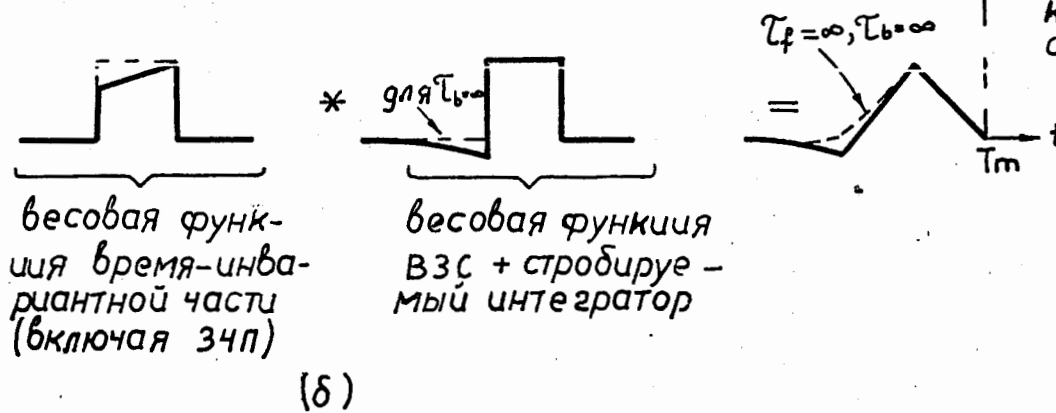
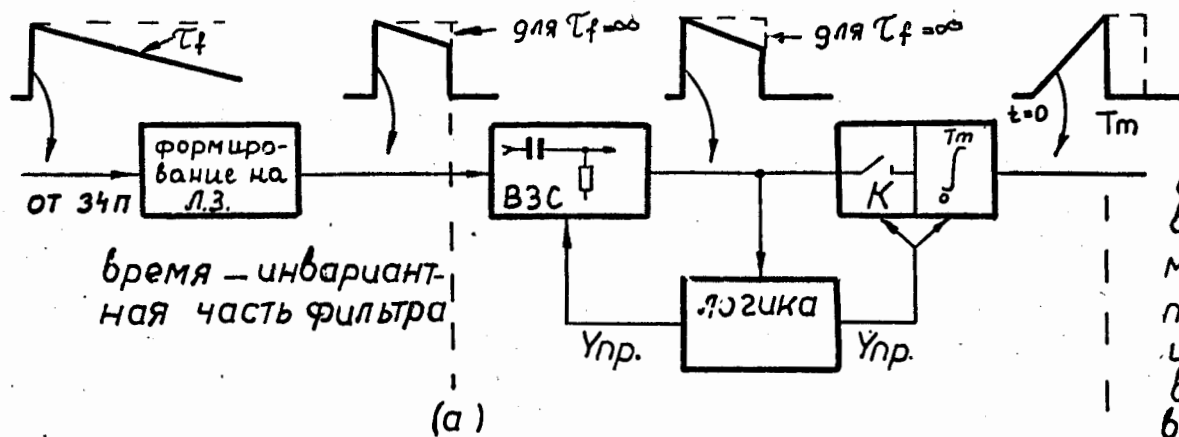
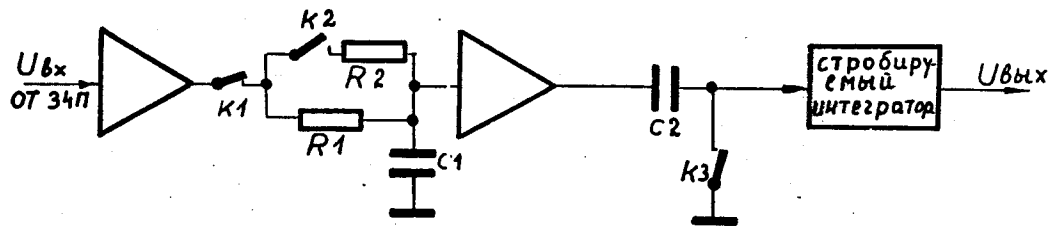
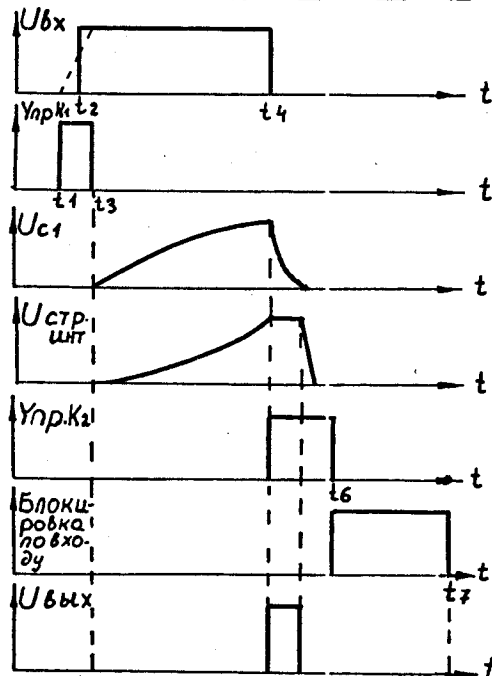


Рис. 5

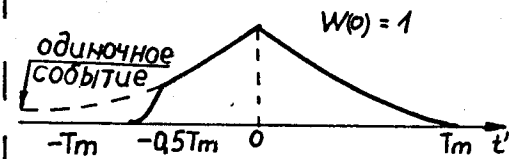
Упрощенная блок-схема время-зависимого фильтра по работе [13] (а) и получение весовой функции всей системы как свертки весовых функций составных частей (б)



(а)



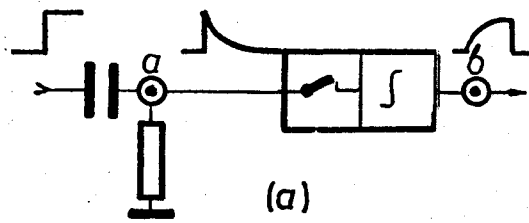
(б)



(в)

Рис. 6 Время-зависимый спектрометрический формирователь импульсного процессора.

- (а) - Блок-схема фильтра;
- (б) - Временные диаграммы.
- (в) - Весовая функция фильтра (по работе [19])

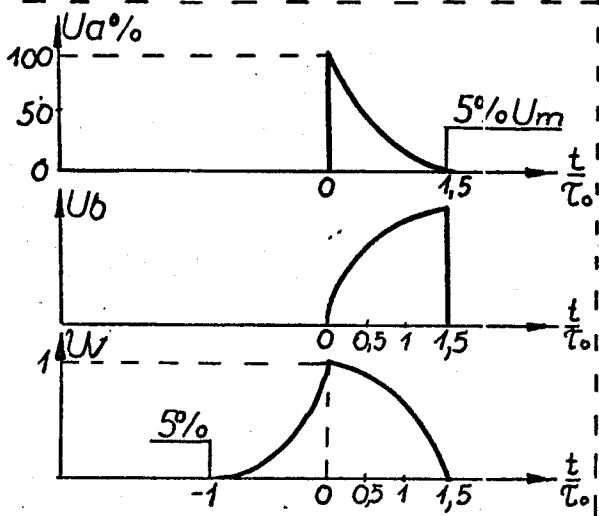


(a)

Рис. 7 Время-
зависимый форми-
рователь типа
(CR) + (строб. интегратор)

(a) - блок-схема

(б) - эюры импульсов
и весовая функция
фильтра



(б)

$$T_{\text{имп}} = \tau_0$$

$$K_{\text{плш}} = 1,136.$$