

ИНСТИТУТ ФИЗИКИ ВЫСОКИХ ЭНЕРГИЙ

ИФЭ - ОНФ - - 90-138.

И Ф В Э 90-138

ОНФ

Р.Н.Краснокутский, Л.Л.Курчанинов, В.В.Тихонов,
Н.Н.Федякин, Р.С.Шувалов

ВРЕМЯВАРИАНТНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Направлено в Nucl. Instrum. Meth.

Протвино 1990

Аннотация

Краснокутский Р.Н. и др. Временовариантные фильтры: Препринт ИФВЭ 90-138. - Протвино, 1990. - 9 с., 5 рис., библиогр.: 9.

Рассмотрены разные типы время-вариантных фильтров и проведено сравнение со временемвариантными. Показано, что:

1. Строблируемый интегратор при высоких нагрузках с точки зрения шума наложений выгоднее пикового детектора.

2. При малых нагрузках предпочтительнее использование структуры отбеливатель - двойной интегратор, которая может быть сделана в интегральном исполнении.

Abstract

Krasnokutsky P.N. et al. Time-Variant Filters: INEP Preprint 90-138. - Protvino, 1990. - p.9. figs. 5, refs.: 9.

Various types of time-variant filters are considered and compared with time-invariant ones. Some conditions to achieve the better signal-to-noise ratio are considered when one uses the gated integrator. It is shown that:

1) at high counting rates the gated integrator is preferable for a peak detector, as far as noise is concerned;

2) at low counting rates the noise whitening filter-double integrator structure is preferable, it can be realized using monolithic technology.

ВВЕДЕНИЕ

Противошумовые фильтры с зависящими от времени параметрами (ремявариантные фильтры) неоднократно обсуждались в литературе [1-6], но в последние годы публикаций на эту тему не было. Возможно, причина заключается в том, что проведенный ранее анализ не выявил существенных преимуществ времявариантных фильтров перед времяинвариантными ни по отношению сигнал/шум, ни по быстрдействию (см. последние обзоры [4-6]).

Строгий анализ, проведенный в [7], показал, что максимально достижимое отношение сигнал/шум для времявариантных фильтров такое же, как и для времяинвариантных.

Ниже рассмотрены некоторые конкретные структуры времявариантных фильтров.

1. СТРОБИРУЕМЫЙ ИНТЕГРАТОР

Эквивалентная схема для анализа шумов при измерениях стробируемым интегратором показана на рис. 1а. Предполагается, что фильтр F имеет малое входное и большое выходное сопротивления. Необходимо вычислить дисперсию шумового напряжения на конденсаторе C непосредственно после окончания строб-импульса в момент t_2 (рис. 1б). Изменение напряжения на конденсаторе описывается стохастическим дифференциальным уравнением

$$C \frac{d U(t)}{d t} = n(t) + i(t), \quad (1)$$

где $n(t)$ - шум; $i(t)$ - сигнал на выходе фильтра F . Начальное условие $U(t_1) = 0$.

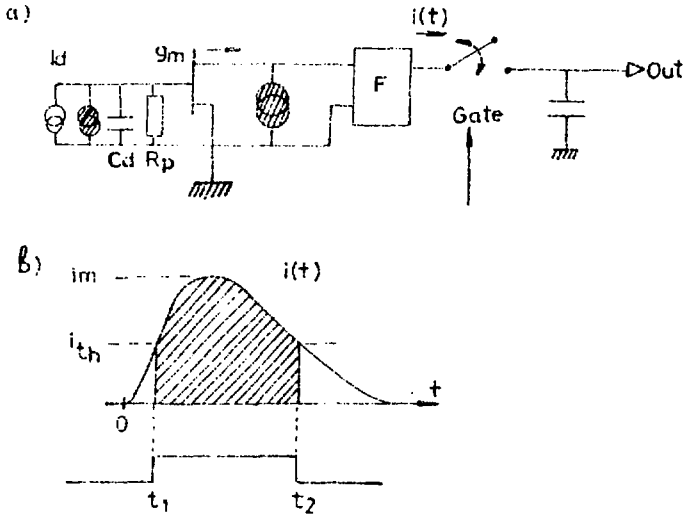


Рис. I. а) Эквивалентные схемы для анализа шумов стробируемого интегратора. б) Взаимное расположение сигнала и строб-импульса.

Напряжение на конденсаторе, создаваемое источником сигнала, есть

$$U_B = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i(t) dt. \quad (2)$$

Наличие шума приводит к появлению добавочного напряжения:

$$U_n = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} n(t) dt \quad (3)$$

со средним

$$\overline{U_n} = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} \overline{n(t)} dt = 0 \quad (4)$$

и дисперсией

$$D = (\overline{U_n^2}) = \frac{1}{C^2} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{t_1}^{t_2} K(t-\tau) d\tau. \quad (5)$$

$K(t)$ - автокорреляционная функция на выходе фильтра F.

Известно [8], что при прохождении стационарного случайного процесса через линейный фильтр с импульсной характеристикой $h(t)$, исходная автокорреляционная функция $K(t)$ преобразуется:

$$K_2(t_1', t_2') = \int_0^{t_1'} du_1 \int_0^{t_2'} du_2 h(u_1)h(u_2)K(t_2' - t_1' - u_2 + u_1). \quad (6)$$

Рассмотрим времяинвариантный фильтр с импульсной характеристикой $h(t)$:

$$h(t) = [\theta(t - t_1) - \theta(t - t_2)] / C. \quad (7)$$

Тогда дисперсия процесса на его выходе будет определяться как

$$D = K_2(t_1', t_2') \Big|_{\substack{t_1' = t_2' \\ t_1' = t_2}} = \frac{1}{C^2} \int_{t_1}^{t_2} dt \int_{t_1}^{t_2} K(t - \tau) d\tau, \quad (8)$$

что совпадает с выражением для дисперсии напряжения U_n на выходе стробируемого интегратора в момент времени t_2 . Для практических вычислений формула (5), однако, не очень удобна, поэтому в дальнейшем дисперсия шума будет вычисляться интегрированием произведения спектральных плотностей шума и передаточных характеристик фильтров. При этом стробируемое интегрирование будет эквивалентно прохождению через времяинвариантный фильтр с передаточной характеристикой

$$H(j\omega) = [\exp(-j\omega t_1) - \exp(-j\omega t_2)] / (j\omega). \quad (9)$$

Что же касается самого фильтра F , то далее рассмотрим два случая:

1) простой RC-CR-фильтр с передаточной характеристикой

$$K(j\omega) = \frac{1}{j\omega\tau + 1} \frac{j\omega\tau}{j\omega\tau + 1} \quad (10)$$

где τ - постоянная времени фильтра;

2) треугольный фильтр с импульсной характеристикой

$$h(t) = \begin{cases} t/\tau & ; 0 \leq t \leq \tau \\ 2 - t/\tau & ; \tau \leq t \leq 2\tau, \end{cases} \quad (11)$$

где полная длительность по основанию импульса равна 2τ .

Передаточная характеристика такого фильтра

$$K_1(j\omega) = \frac{\sin^2(\omega\tau/2)}{(\omega\tau/2)^2} \quad (12)$$

Будем предполагать, что сигнал детектора - δ -функция с площадью, равной заряду электрона. Тогда на выходе фильтра F форма импульса сигнала будет являться результатом свертки 3 функций:

$$i(t) = q \delta(t) * \exp(-t/C_d R_p) * h(t). \quad (13)$$

Напряжение на зарядной емкости стробируемого интегратора C определяется выражением (2), где $i(t)$ имеет вид (13).

Дисперсии параллельного и последовательного шумов на выходе стробируемого интегратора есть

$$D_p = \frac{1}{C^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{i_p^2} \frac{R_p^2 \epsilon_m^2}{1 + \omega^2 R_p^2 C_d^2} |K_1(\omega)|^2 |H(\omega)|^2 d\omega, \quad (14)$$

$$D_B = \frac{1}{C^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{i_B^2} |K_1(\omega)|^2 |H(\omega)|^2 d\omega, \quad (15)$$

где

$$\overline{i_p^2} = 2 kT/R_p; \quad \overline{i_B^2} = 2 kT \epsilon_m,$$

а $K_1(j\omega)$ определяются формулами (10), (12) и $H(\omega)$ - (9).

Эквивалентный шумовой заряд вычисляется по следующей формуле:

$$ENC = 2.35 \frac{\frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i(t) dt}{(D_B + D_p)^{1/2}} = \frac{\text{const } U_B}{D^{1/2}}. \quad (16)$$

Считая выражение (16) функцией моментов времени $t_{1,2}$, находим необходимое условие экстремума:

$$\frac{\partial ENC(t_1, t_2)}{\partial t_1} = \frac{-i(t_1) D^{0.5} - U_B \partial D^{0.5} / \partial t_1}{D} = 0, \quad (17)$$

$$\frac{\delta \text{ENC}(t_1, t_2)}{\delta t_2} = \frac{i(t_2) D^{0.5} - U_B \delta D^{0.5} / \delta t_2}{D} = 0. \quad (18)$$

Так как дисперсия D является четной функцией разности времени $t_2 - t_1$, частые производные функции $D^{0.5}$ по аргументам $t_{1,2}$ имеют равные значения с противоположным знаком. Отсюда очевидно, что необходимым условием совместимости уравнений (17) и (18) является

$$i(t_1) = i(t_2), \quad (19)$$

т.е. значения сигнала в моменты открывания и закрытия ворот должны быть одинаковы.

Для дальнейшего удобно ввести безразмерные переменные:

$$\Delta/\tau, \quad \tau/\tau_c, \quad \delta = \Delta/\tau,$$

где $\Delta = t_2 - t_1$ - длительность разрешающего строба,

$$\tau_c = C_d [R_p / \epsilon_m]^{0.5} - \text{"угловая" постоянная времени.}$$

Из теории оптимальной фильтрации сигнала [6,8] известно, что минимально достижимый эквивалентный шумовой заряд ENC при заданных C_d , R_p , ϵ_m равен

$$\text{ENC}^2(\text{свпр}) = \frac{4 kT C_d}{[R_p \epsilon_m]^{0.5}}. \quad (20)$$

Тогда удобно ввести безразмерный коэффициент превышения шума η :

$$\eta = \frac{\text{ENC}}{\text{ENC}(\text{свпр})} \quad (21)$$

На рис.2 показаны результаты вычислений поверхности $\eta(\delta, \tau)$ для треугольного фильтра F с передаточной характеристикой (12). Цифры около кривых - значения $(\eta-1)$ в процентах. Можно видеть, что: 1) поверхность $\eta(\delta, \tau)$ имеет две долины; 2) минимальное значение $\eta_{\min} = 1.075$ достигается в левой долине при $\delta = 0$, т.е. стробируемый интегратор превращается в пиковый детектор; 3) с точки зрения быстродействия, также выгодно работать при $\delta = 0$.

Поверхность $\eta(\delta, \tau)$ для RC-CR-фильтра изображена на рис.3. Видно, что в отличие от рис.2 поверхность имеет единственный минимум при $\tau/\tau_c = 0.5$ и $\delta = 2.5$.

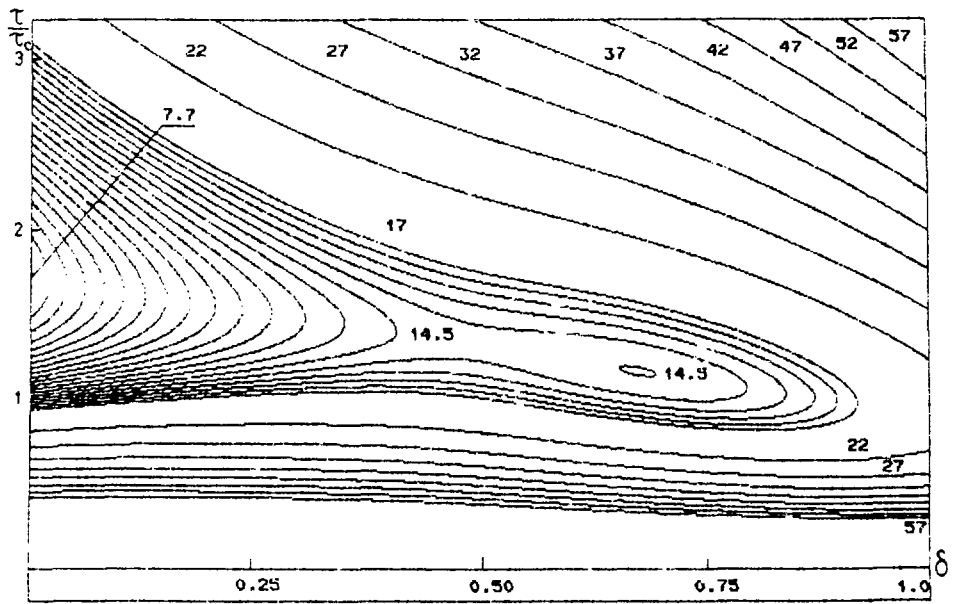


Рис.2. Зависимость коэффициента превышения шума $\eta-I$ от времени формирования импульса τ/τ_c и длительности строб-импульса δ . Цифры около кривых - значения ($\eta-I$) в процентах. Противозумовой фильтр имеет треугольную импульсную характеристику (II).

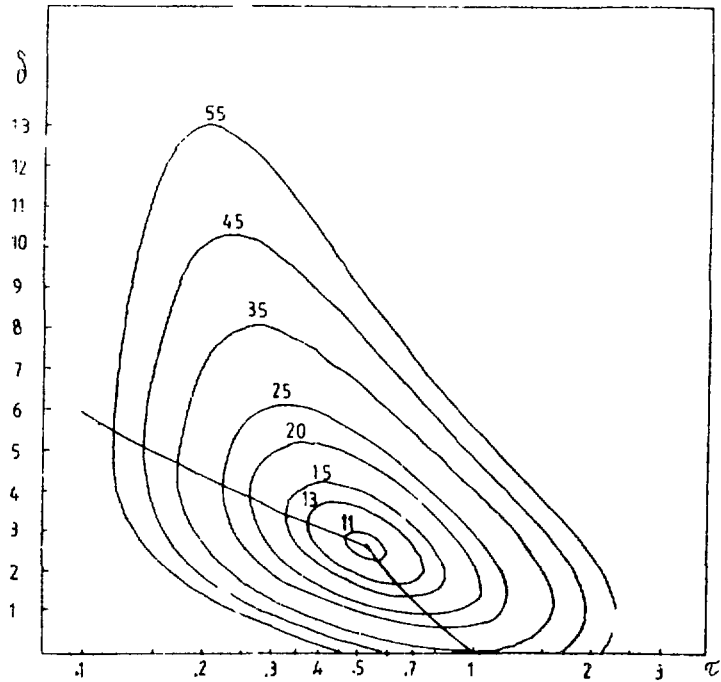


Рис.3. То же, что и на рис.2, но для (RC)-(CR)-фильтра.

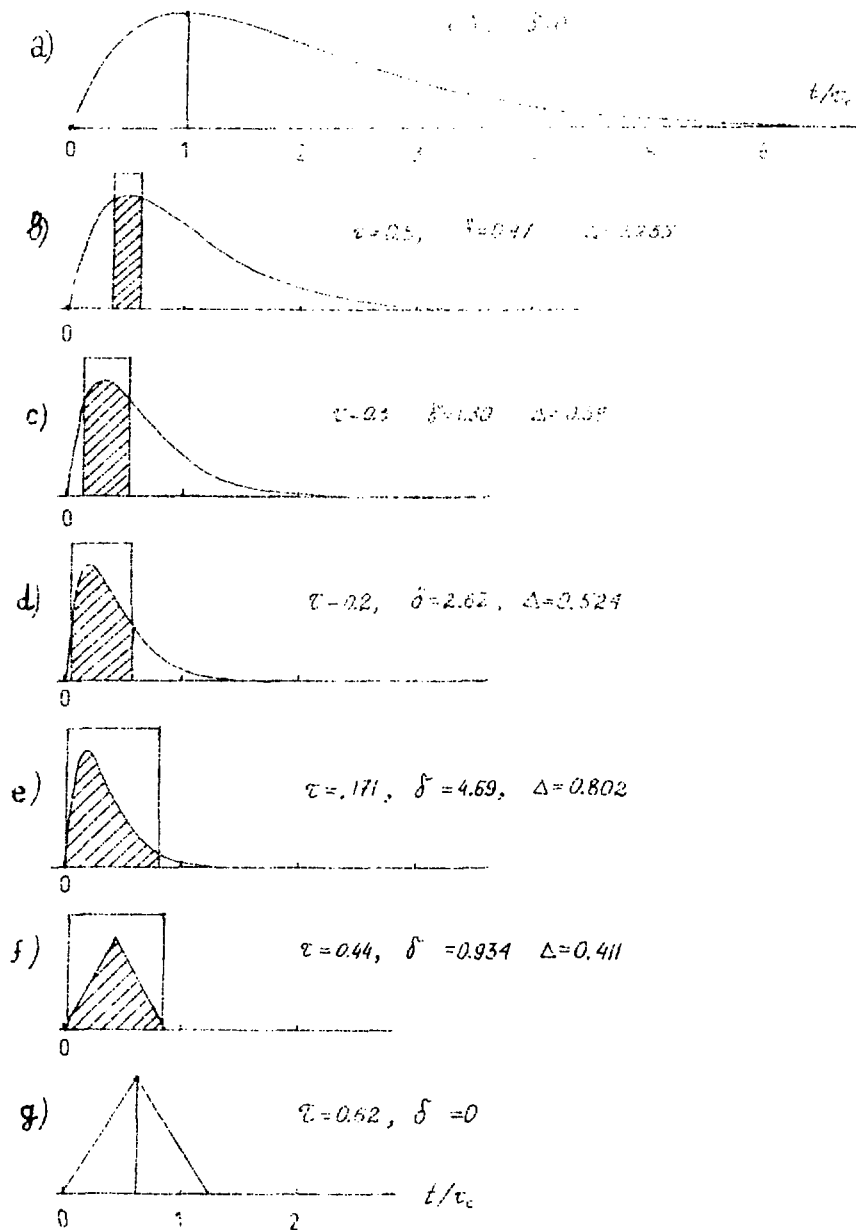


Рис. 4. Формы сигналов на входе стробируемого интегратора и длительности строб-импульсов (заштрихованные области), при которых коэффициент превышения шума одинаков и равен $\eta = e/2$ ($e = 2,71$) для (RC)-(CR)-фильтра (а-е) и треугольного фильтра - (f, г). Значения τ и Δ приведены в единицах τ_c .

Рис. 4 иллюстрирует, насколько важно выбрать относительную длительность ворот и постоянную фильтра для уменьшения ошибки наложений. Во всех случаях ENC одинаков ($\eta = e/2$). Рис. 4а - классический RC-CR-фильтр с $RC = \tau_c$ и пиковым детектором.

Последующие рис. 4b-e относятся к RC-CR-фильтрам с разными τ и Δ . Легко видеть, что при $\tau/\tau_c=0.17$ шум наложенный минимален. Сравнение рис. 4f,g показывает, что для треугольного импульса выгоднее использовать пиковый детектор.

При оптимальных τ и Δ разница между треугольным и RC-CR-фильтрами невелика, но последний значительно проще в изготовлении и имеет меньшие габариты.

2. БОЛЕЕ СЛОЖНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Структурная схема этих фильтров представлена на рис.5. Схема работает следующим образом. В момент времени $t=0$ ключ SW_1 замыкается, и на выходе F_2 наблюдаются возрастающий с течением времени $f(t)$ и шум с нулевым средним и возрастающей дисперсией. В момент времени t_g ключ SW_1 размыкается, а ключ SW_2 замыкается на бесконечно короткое время, т.е. на выходе измеряется мгновенное значение аддитивной смеси сигнала и шума. После этого по команде "reset" фильтр F_2 возвращается в исходное состояние, разряжаются все реактивные элементы, в которых за время t накопилась энергия.

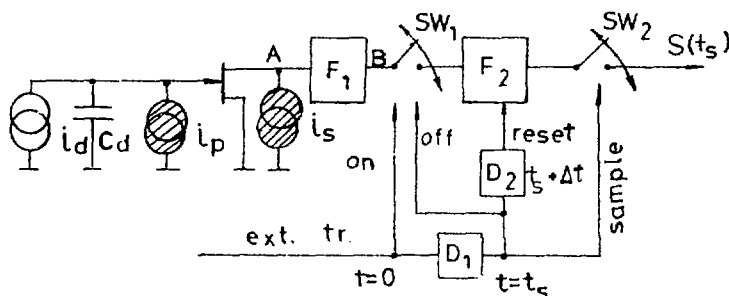


Рис.5. Структурная схема времявариантного фильтра.

Здесь различные фильтры $F_{1,2}$ рассматриваться не будут, результаты расчетов представлены в [9]. Интересно отметить, что импульсная характеристика $h(t)$ фильтра F_2 после "отбеливающего" F_1 должна удовлетворять условию

$$h(0) = h(t_g) \quad h'(0), h'(t_g) < \infty,$$

ибо в противном случае дисперсия шума будет бесконечна.

С практической точки зрения интересна структура, когда F_1 - отбеливатель шума, а F_2 - двойной интегратор. В этом случае для η может быть получено значение $\eta_{\min} = 1.016$ при $\tau = 2.1 \tau_c$.

ВЫВОДЫ

1. Строблируемый интегратор при высоких загрузках с точки зрения шума наложений выгоднее пикового детектора .

2. При малых загрузках предпочтительнее использование структуры отбеливатель - двойной интегратор, которая может быть сделана в интегральном исполнении.

Список литературы

1. Konrad M. // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1968. NS-15. P.268.
2. Radeka V. // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1968. NS-15. P. 455.
3. Goulding F.S. // Nucl. Instrum. Meth. 1972. V. 100. P. 493.
4. Goulding F.S. and Landis D.A. // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1982. NS-29. P. 1125.
5. Gatti E. and Manfredi P.F.//Nucl.Instrum.Meth. 1984.V.226.P.142.
6. Gatti E. and Manfredi P.F. // La Rivista del Nuovo Cimento. 1986 V. 9. Ser. 3. P. 3.
7. Fedyakin N.N., Krasnokutsky R.N., Kurchaninov L.L., Shuvalov R.S. and Tikhonov V.V. // Nucl. Instrum. Meth. 1990. V.A291. P. 634.
8. Tikhonov V.I. Statisticheskaya Radiotekhnika (Moscow, 1982).
9. Fedyakin N.N., Krasnokutsky R.N., Kurchaninov L.L., Shuvalov R.S., Tikhonov V.V.//Nucl.Instrum.Meth. 1990. V.A292. p.450.

Рукопись поступила 29 августа 1990 г.

Р.Н.Краснокутский и др.

Времявариантные фильтры.

Редактор М.Л.Фоломешкина. Технический редактор Л.П.Тимкина.

Корректор Г.А.Жукова.

Подписано к печати 05.09.90.

Формат 60x90/16.

Офсетная печать. Печ.л. 0,50. Уч.-изд.л. 0,72. Тираж 260.

Заказ 1404.

Индекс 3649.

Цена 11 коп.

Институт физики высоких энергий, 142284, Цотвино Московской обл.

