

В. А. Постников, П. И. Глухарев

**АНАЛОГОВОЕ ВЫДЕЛЕНИЕ И НАКОПЛЕНИЕ
ВИДЕОИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ**

Рассмотрен способ выделения видеоимпульсных сигналов на основе сравнения накопленных уровней текущей и предыдущей посылок, применяемый для улучшения отношения сигнал/шум в рефлектометрах и регенераторах оптических сигналов.

Предлагаемые способ и устройство аналогового выделения и накопления видеоимпульсных сигналов предназначены для исследования и измерения степени и характера ослабления электромагнитных волн при распространении в различных средах, для восстановления формы сигналов в волоконно-оптической связи; также они могут найти применение в радиолокации, теплолокации, геологоразведке и астрономии.

Рассматриваемый способ является развитием когерентных методов обработки псевдослучайных видеопоследовательностей (ПСП), позволяющим с повышенной эффективностью осуществлять накопление слабых сигналов в рефлектометрах, а также улучшать качество работы оптических регенераторов.

Аналогами устройства являются, например, оптимальные фильтры (ОФ) импульсных сигналов [1]. В устройстве используются интегрирующее звено как функциональный элемент, операция вычитания сигналов и накопитель импульсов в виде рециркулятора. Прототипом устройства служит способ (и устройство) оптического рефлектометра HP 8145 А фирмы Hewlett Packard [2, 3] с корреляционной сверткой кода (типа баркеровского) и аналого-цифровым преобразованием сигналов еще до коррелятора.

Корреляционный прием предполагает использование и накопление энергии всех битов (символов) ПСП, как это происходит при обработке радиосигналов. Чтобы извлечь энергию из каждого бита ПСП, необходимо ввести постоянную составляющую, но это заметно снизит потенциально используемую мощность сигнала. Сравните: $(N/2)A^2\tau_u$ — без постоянной составляющей и $N(A/2)^2\tau_u$ — с постоянной составляющей (A — амплитуда токовой посылки; N — число битов в ПСП; τ_u — длительность бита).

В рефлектометре HP 8145 А токовая посылка передается в течение первой половины интервала (τ_u), бестоковая — в течение второй, т.е. используется для передачи только половина отведенного времени.

Таким образом, дискретная обработка видеоимпульсов, даже не учитывающая потери на квантование из-за скважности ПСП, сопряжена у прототипа с потерями в отношении сигнал/шум ($A_c/\sigma_{ш}$) в $\sqrt{2}$ раз, что соответствует 3 дБ.

Отличие в обработке сигнала по предлагаемому способу заключается в том, что решение о наличии или отсутствии токовой посылки сигнала принимается на каждом бите ПСП — на основе сравнения текущего и предшествующих уровней суммы (сигнал + шум) или только шума, измеренных в течение τ_u . В промежутках между токовыми посылками уровни сигнала сохраняются (как и уровень шумов — в течение токовых посылок), благодаря чему разностный каскад фиксирует перепады уровней на каждом такте сигнальной последовательности.

Оправданием такого алгоритма является информационная равноценность токовых и бестоковых посылок. Таким образом, на периоде ПСП используются для свертки последовательности сигнала $(N-1)/2$ отсчетов шума и $[(N-1)/2 + 1]$ отсчетов (сигнал+шум), разнесенных на τ_u , τ_{2u} и т.д.

Подход к проблеме и методика расчетов являются продолжением исследований воздействия флуктуаций на линейные устройства, проведенных в свое время В.И. Тихоновым и В.Т. Горяиновым.

Теоретическое обоснование. В ходе поисков решения внимание было обращено на несложную формулу для дисперсии разности ζ двух нормально распределенных случайных величин η_1 , η_2 (см. например, работу [4], с. 179):

$$\sigma_{\zeta}^2 = \langle (\zeta - m_{\zeta})^2 \rangle = \langle [(\eta_1 - m_1) - (\eta_2 - m_2)]^2 \rangle = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 - 2\sigma_1\sigma_2R, \quad (1)$$

где m_1 , m_2 — средние значения; R — коэффициент взаимной корреляции случайных величин, $0 < R < 1$.

С учетом изложенного можно отметить, что основным устройством выделения видеоимпульсных сигналов должно быть устройство аналогового вычитания, а предшествовать ему должны два параллельно включенных фильтра низких частот (ФНЧ).

В качестве иллюстрации к сказанному рассмотрим простейшую аналоговую схему последовательного (во времени) выделения и одновременного сравнения в разностном каскаде сигнальной и шумовой посылок (см. рис. 1, а, б).

В качестве фильтров Φ_1 , Φ_2 используются интегрирующие цепочки RC , в общем случае — с разными параметрами $\alpha_1 = 1/R_1C_1$, $\alpha_2 = 1/R_2C_2$. Стрелками k_1 и k_2 обозначены функции стробирования и последующего сброса. Отсчеты разностного напряжения поступают в накопитель, суммирующий перепады уровней на каждом бите бинарной последовательности.

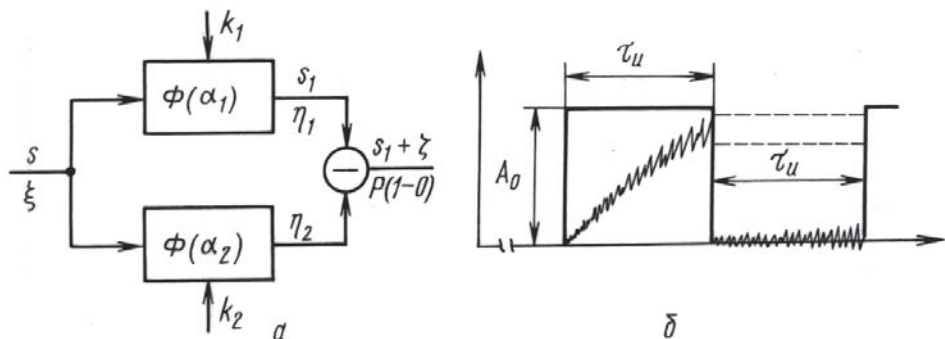


Рис. 1. Схема выделения (а) и сравнения (б) сигнальной и шумовой посылок

Сигнальная посылка $s(t)$ имеет амплитуду A_0 , длительность τ_u и принимается в присутствии белого шума $\xi(t)$, имеющего функцию корреляции $K_\xi(\tau) = (N_0/2)\delta(\tau)$.

Полагаем, что в интервале времени $t_1 < t < t_2$ присутствия в схеме бестоковой (шумовой) посылки вход и выход фильтра Φ_1 изолированы от основной схемы и земли ключевыми элементами.

Не должны вызывать сомнений следующие формулы:

$$m_{\eta_1} = A_0[1 - \exp(-\alpha_1\tau_u)];$$

$$\sigma_{\eta_1}^2 = (\alpha_1 N_0/4)[1 - \exp(-2\alpha_1\tau_u)].$$

Для функции корреляции шумов на выходе двух параллельно включенных цепочек RC можно использовать формулу из работы [5] (с. 301):

$$K_{\eta_1\eta_2}(t_1, t_2) = (\alpha_1\alpha_2 N_0/2(\alpha_1 + \alpha_2))[\exp(-\alpha_2 |t_2 - t_1|) - \exp(-\alpha_1 t_1 - \alpha_2 t_2)] \quad (2)$$

— для интервалов времени $t_2 - t_1 = \Delta t = \tau_u, 2\tau_u, \dots$

Подсчитаем отношение сигнал/шум $\mu(t_2)$ на выходе разностного каскада:

$$\mu(t_2) = \frac{m(t_1)}{\sqrt{2[\sigma_{\eta_1}^2 + \sigma_{\eta_2}^2 - 2K(t_1, \tau_u)]}} \sqrt{2E/N_0}. \quad (3)$$

В формулу для сравнения введено отношение энергии сигнала $E = A_0^2\tau_u$ к спектральной плотности шума $N_0/2$, реализуемое на выходе оптимальных приемных устройств (двойка в знаменателе под корнем появилась потому, что такая же двойка была нужна в числителе).

Результаты вычислений сведены в табл. 1 и приведены в виде графика на рис. 2.

Значения выходных параметров оптимальных приемных устройств

Параметры устройств	1	2	3	4	5	6	7
$(\alpha_1/\alpha_2)\tau_u$	0,01	0,1	0,25	0,5	1	2	5
m	0,01	0,0952	0,2212	0,3935	0,6321	0,8647	0,993
σ_Σ	0,0014	0,042	0,1474	0,352	0,739	1,305	2,05
μ	7,1	2,265	1,495	1,116	0,855	0,65	0,485

Как и ожидалось — налицо резкий подъем отношения сигнал / шум при узких полосах фильтров: в силу высокой коррелированности шумов происходит их эффективное взаимное подавление в разностном каскаде.

Отметим, к чему стремится предел μ при $\alpha_1, \alpha_2 \rightarrow 0$ и $\alpha\tau_u \rightarrow 0$:

$$m \rightarrow \alpha\tau_u;$$

$$\begin{aligned} \sigma_\Sigma^2 &= \frac{\alpha_1}{2}\tau[1 - \exp(-2\alpha_1\tau)] + \frac{\alpha_2}{2}\tau[1 - \exp(-2\alpha_2\tau) - \\ &\quad - \frac{2\alpha^2\tau^2}{(\alpha + \alpha)\tau}[1 - \exp(-2\alpha\tau)] \exp(-\alpha\Delta) \rightarrow (\alpha\tau)^2 + \\ &\quad + (\alpha\tau)^2 - (\alpha\tau)(2\alpha\tau) \exp(-\alpha\Delta) = 2(\alpha\tau)^2[1 - \exp(-\alpha\Delta)]; \\ \mu &= \frac{m}{\sqrt{\sigma_\Sigma^2}} = \frac{\alpha\tau}{\alpha\tau\sqrt{2[1 - \exp(-\alpha\Delta)]}} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2\alpha\Delta}}, \end{aligned}$$

где $\Delta = \tau_u, 2\tau_u$ и т.д.

Таким образом, отношение сигнал/шум может достичь весьма значительной величины. Это всего лишь означает, что сигнал будет регистрироваться практически в отсутствие шума.

Несмотря на сравнительную простоту формулы для определения μ , она несимметрична относительно действия своих параметров: m зависит только от α_1 , а дисперсия σ_Σ^2 зависит от α_2 в большей степени, чем от α_1 .

Найти максимум и оценить поведение функции $\mu = f(\alpha_1, \alpha_2)$ можно,

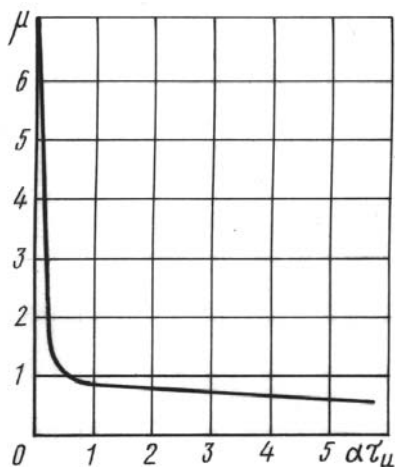


Рис. 2. Графики зависимости $\mu(\sqrt{2\alpha\Delta})^{-1}$ при $\Delta = \tau_u; 2\tau_u; 3\tau_u \dots$

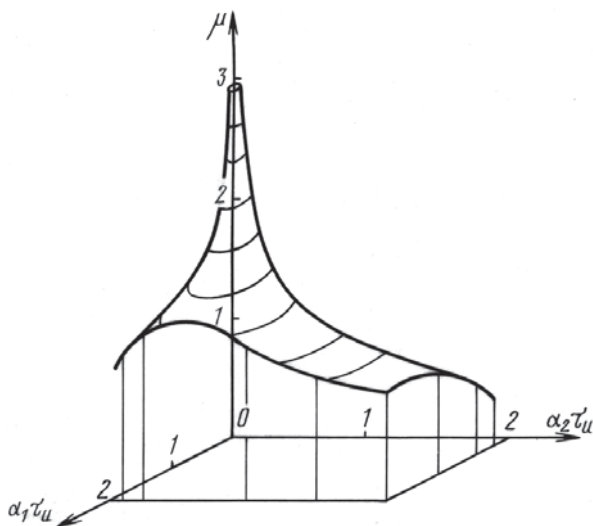


Рис. 4. Пространственное представление зависимости $\mu = f(\alpha_1, \alpha_2)$

Отметим также, что доля корреляционного члена в суммарной дисперсии шума играет преобладающую роль в отношении сигнал/шум $\mu(t_2)$.

Анализ и расчет других схем выделения и накопления видеоимпульсных сигналов. Трудно рассчитывать на успешную реализацию первой рассмотренной схемы накопителя, имея в виду технологические сложности коммутации и управления. Поэтому была исследована (и опробована) двухступенчатая фильтро-разностная система, приведенная на рис. 5.

Постановка задачи та же. Разница со схемой, показанной на рис. 1, в том, что в разрез между фильтрами и разностным каскадом включены запоминающие устройства ЗУ-1 и ЗУ-2. С помощью синтезатора (за счет опорной ПСП) обеспечивается отпирание ЗУ-1 на время действия токового импульса и ЗУ-2 — бестокового.

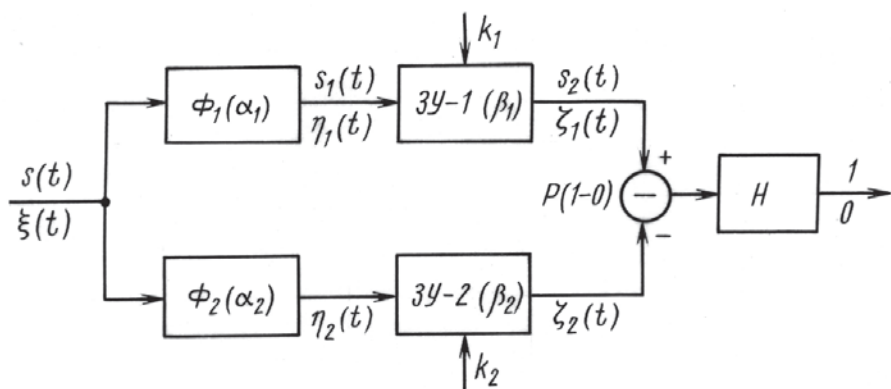


Рис. 5. Схема фильтро-разностной системы

Как фильтры ФНЧ-1, 2, так и устройства ЗУ-1, 2 – в схемотехническом плане – интегрирующие цепочки с параметрами: $\alpha_1 = 1/(R_1C_1)$, $\alpha_2 = 1/(R_2C_2)$, $\beta_1 = 1/(R_3C_3)$, $\beta_2 = 1/(R_4C_4)$.

Найдем отношение сигнал/шум для показанной на рис. 1, б ситуации в общем случае, т.е. когда за токовым импульсом следует бестоковый и когда $\beta_1 = \beta_2$, а $\alpha_1 \neq \alpha_2$.

Среднее значение импульсного сигнала на выходе ЗУ-1 определим по следующей формуле: $m(t_1) = \beta \exp(-\beta t_1) \int_0^{t_1} \exp(\beta x) s(x) dx$ (где $s(t) = A_0[1 - \exp(-\alpha_1 t)]$), и оно равно $m(t_1) = A_0\{1 - \exp(-\beta t_1) - [\beta/(\beta - \alpha_1)][\exp(-\alpha_1 t_1) - \exp(-\beta t_1)]\}$.

Функции корреляции шума после входного фильтра соответственно равны $K_{\eta_1}(\tau) = (\alpha_1 N_0/4) \exp(-\alpha_1 |\tau|)$ и $K_{\eta_2}(\tau) = (\alpha_2 N_0/4) \times \exp(-\alpha_2 |\tau|)$.

Для определения дисперсии шума на выходе ЗУ-1 и ЗУ-2 и дисперсии их корреляционного взаимодействия можно применить выражения из работы [4] (см. § 6.5):

$$\sigma_{\zeta_1}^2(t_2) = \sigma_{\eta_1}^2(t_1)[\beta/(\beta^2 - \alpha_1^2)]\{(\beta - \alpha_1) + (\alpha_1 + \beta) \exp(-2\beta t_2) - 2\beta \exp[-(\alpha_1 + \beta)t_2]\},$$

$\sigma_{\zeta_2}^2(t_2)$ отличается от $\sigma_{\zeta_1}^2(t_2)$ только индексами у α ;

$$K_{\zeta_{12}}(t_2) = \sigma_{\zeta_1} \sigma_{\zeta_2} R(t_2) = (\alpha_3 N_0/2)\{[\beta^2/(\beta^2 - \alpha_3^2)] \times [\exp(-\alpha_3 t_2) - \exp(-\beta t_2) - \exp(-(2\alpha_3 + \beta)t_2) - \exp(-(\alpha_3 + 2\beta)t_2)]\}, \quad (5)$$

где $\alpha_3 = \alpha_1 \alpha_2 / (\alpha_1 + \alpha_2)$ – параметр взаимной корреляции шумов на выходе параллельно включенных интегрирующих цепочек RC в общем случае с разными постоянными времени (2).

Используя формулы (1), (3) и (5), получим следующее конечное выражение для отношения сигнал/шум:

$$\mu(t_2) = \frac{m(t_2)}{\sqrt{0,5a\{a,b\} + 0,5c\{c,b\} - 2d\{d,b\}}} \sqrt{\frac{2E}{N_0}}, \quad (6)$$

где $a = \alpha_1 \tau_u$, $c = \alpha_2 \tau_u$, $d = \alpha_3 \tau_u$, $\tau_u = t_1 - t_0 = t_2 - t_1$.

Расчеты по формуле (6) выполнены в пределах изменения параметров: $a, c = 0,5 \dots 20$, $b = 0,01 \dots 1,0$. Поскольку вторая схема (см. рис. 5) – промежуточная, то результаты представлены лаконично, в виде графиков (рис. 6, а, б) и сводятся к следующему.

1. В ступенчатой схеме накопления (и в сигнальной цепи и шумовой – два последовательных фильтра RC) решающим фактором

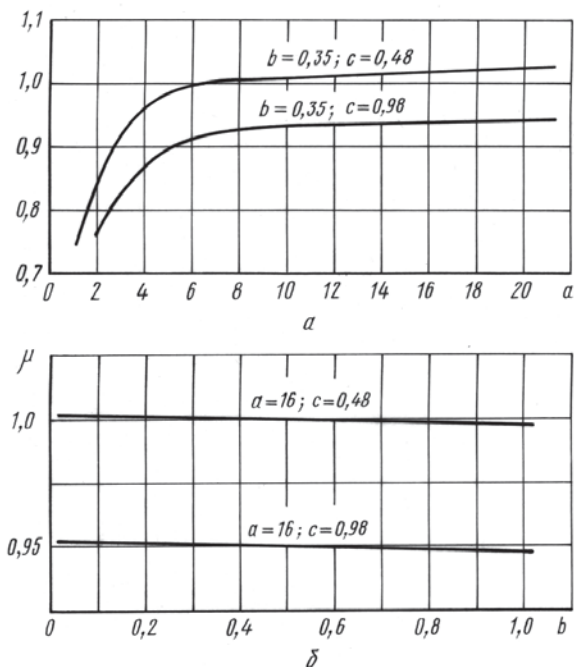


Рис. 6. Графическое представление расчетов по формуле (6)

достижения высокого отношения сигнал/шум является существенное превышение полосы сигнального фильтра над шумовым: $\alpha_1/\alpha_2 \geq 20$.

2. Отметим также слабое влияние полосы выходного фильтра на отношение сигнал/шум.

Наконец, рассмотрим основной вариант схемы выделения и накопления импульсных сигналов, предусматривающий возможность раздельного управления полосами выходных фильтров (т.е. ЗУ-1 и ЗУ-2), (а главное — их обоснованный расчет). Электрическая схема остается прежней.

Функцию взаимной корреляции шумов на выходе ЗУ-1 и ЗУ-2 вычисляем по формуле

$$K[\zeta_1(t_1)\zeta_2(t_2)] = \int_0^{t_1} h_1(\beta_1) \int_0^{t_2} h_2(\beta_2) K[\zeta_1(x)\zeta_2(y)] dx dy.$$

При вычислениях учтено смещение шумовых импульсов на τ_u и то, что $t_2 > t_1$. Тогда выражение для дисперсии корреляционной связи шумовых импульсов будет иметь вид

$$\sigma_{\zeta_1\zeta_2}^2(t_2) = \frac{acghN_0}{(a+c)} \left\{ \frac{1}{(c+g)(c-h)} [e^{-h} - e^{-c} + e^{-(2c+g)} - e^{-(c+g+h)}] - \frac{e^{-c}}{(a-g)(c-h)} [e^{-(a+c)} - e^{-(a+h)} + e^{-(g+h)} - e^{-(c+g)}] \right\}. \quad (7)$$

Здесь для удобства расчета на ЭВМ введены условные обозначения: $a = \alpha_1\tau_u$, $c = \alpha_2\tau_u$, $g = \beta_1\tau_u$, $h = \beta_2\tau_u$. Остальные компоненты формулы (6) остались без изменения:

$$\mu(t_2) = \frac{m_1(t_1)}{\sqrt{0,5a\{a,g\} + 0,5c\{c,h\} - 2dgh\{a,c,g,h\}}} \sqrt{\frac{2E}{N_0}}. \quad (8)$$

По формуле (8) произведены расчеты μ в пределах параметров $a, c = 0,5 \dots 20$; $g, h = 0,01 \dots 1,0$, основные результаты которых представлены на рис. 7

Приведем промежуточные выводы.

1. Зависимость μ от полосы входного сигнального фильтра (кривая 1, см. рис. 7) плавная, более резкая — при малых значениях a , рекомендуемые величины $a > 10$, лучше — около 20 (помним, что a — это $\alpha_1\tau_u$).

2. Зависимость μ от полосы входного “шумового” фильтра (кривая 2, см. рис. 7) более резкая, с максимумом, зависящим от параметра α_1 . Оптимальное соотношение параметров α_1/α_2 , составляет ~ 20 .

3. Зависимость μ от постоянных времени ЗУ-1и ЗУ-2 также заметно разная (см. рис. 7, кривые 3 и 4): более резкая — от параметра ЗУ-1, и это вполне объяснимо, ибо от ЗУ-1 зависит и среднее значение сигнала и дисперсия шума, а от ЗУ-2 — только дисперсия шума (в корреляционном взаимодействии они участвуют совместно).

4. При любых значениях и отношениях величин α_1 и α_2 максимум отношения сигнал/шум обеспечивается при равенстве β_1 и β_2 (см. рис. 7, кривая 5).

5. Характерная особенность. Для произведения отношений полос входных фильтров и выходных накопителей $(\alpha_1/\alpha_2) \times (\beta_1/\beta_2)$ (из результатов расчета вариантов с $\mu \geq 1,0$) показательна устойчивость: в 50% случаев она равна 20, в 30% случаев — 10.

6. Отношение сигнал/шум на выходе разностного каскада достаточно велико, но оно несколько снизится, если учесть среднюю скважность токовых импульсов в сигнальной последовательности.

Уточненный расчет отношения сигнал/шум в АНИС с учетом повторяемости символов. Результирующее отношение сигнал/шум уменьшится, если учесть, что в периоде M — последовательности из общего числа 2^{n-1} серий (повторяющиеся символы одной полярности) 2^{n-2} содержат один символ, 2^{n-3} — два символа и т.д. [7]. Тогда, рассматривая ПСП как полную группу независимых событий, получим среднюю вероятность ошибки как взвешенную сумму частных слагаемых:

$$\mu_{\text{ср}} = \sum_{k=1}^{n-1} 2^{-k} \mu_k. \quad (9)$$

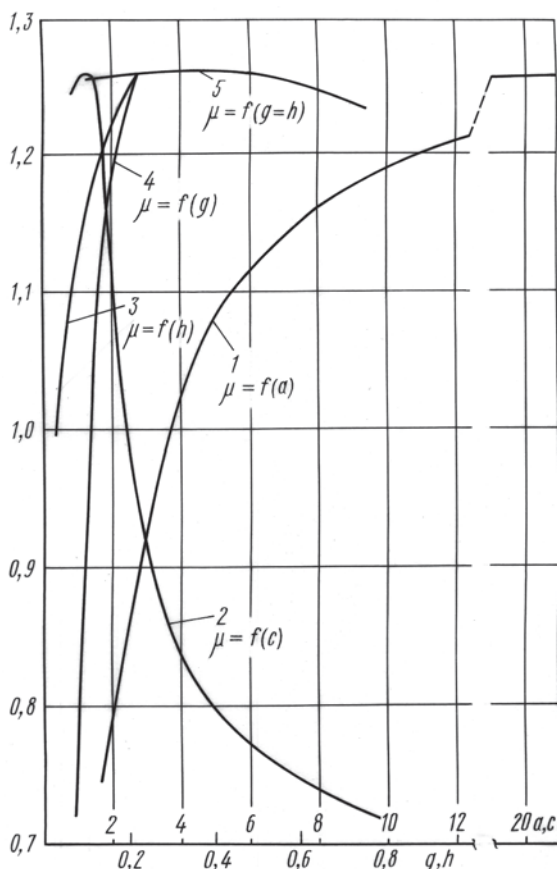


Рис. 7. Зависимость μ от полос входных сигнального (1) и “шумового” (2) фильтров; постоянных времени h (3) и g (4); значений и отношений величин α_1 и α_2 (5)

Естественно выбрать лучший набор параметров, обеспечивающий $\mu_{\max} = 1,262$:

$$a = 21, \quad c = 0,98, \quad g = h = 0,4.$$

При увеличении числа импульсов в серии уменьшается только дисперсия $\sigma_{\zeta_1 \zeta_2}^2(t_2)$. Результаты расчета $\sigma_{\zeta_1 \zeta_2}^2(t_2)$, μ_i ($i = 2, 3, 4$) при различных временных сдвигах $\Delta t = 2\tau_u, 3\tau_u, 4\tau_u$ взаимодействующих в разностном каскаде шумов, сведены в табл. 2.

Таблица 2
Результаты расчетов $\sigma_{\zeta_1 \zeta_2}$ и μ_i при различных Δt

Δt	$2\tau_u$	$3\tau_u$	$4\tau_u$
$\sigma_{\zeta_1 \zeta_2}(t)$	0,3373	0,372	0,377
μ_i	0,94	0,878	0,841

Корреляционные связи считаем настолько слабыми, что $\sigma_{\zeta_1 \zeta_2}^2(t_2) = 0$, при этом $\mu = m(t)/\sigma_{\Sigma} = 0,834$. Тогда остается только произвести

суммирование по формуле (9): $\mu_{\text{ср}} = 0,5 \cdot 1,262 + 0,25 \cdot 0,94 + 0,125 \times \times 0,878 + 0,0625 \cdot 0,841 + 0,0625 \cdot 0,834 = 1,08$. Такая величина среднего отношения сигнал/шум приемлема.

АНИС на интеграторах. Попытка получить от АНИС дополнительный выигрыш, используя “чистые” интеграторы, не увенчалась успехом. Так, имея в виду процесс Винера и применяя вычитание смещенных на $\tau_u/2$ напряжений с выходов сигнального и шумового интеграторов, можно получить выходное отношение сигнал/шум $\mu \cong 0,577 \sqrt{2E/N_0}$.

Такой результат объясняется независимостью приращений процесса $\eta(t)$ на неперекрывающихся интервалах времени.

Энтропийное толкование метода АНИС и соображения о частотной характеристике фильтров. Способ АНИС — наглядная иллюстрация тому, как потеря энтропии шума, сопровождающего сигналы, сочетается с использованием появляющейся при этом информации о его коррелированности, — т.е. не борьба с коррелированностью шума путем “отбеливания”, а ее использование.

Немаловажной и интересной задачей является выбор формы частотной характеристики $H_1(f)$ и $H_2(f)$ фильтров Φ_1 и Φ_2 .

С одной стороны, фильтр Φ_1 должен иметь характеристику, близкую характеристике согласованного с сигналом фильтра (из соображений обеспечения максимального отношения сигнал/шум). С другой стороны, и это главное, максимальной должна быть функция взаимной корреляции между шумовыми напряжениями $\eta_1(t)$ и $\eta_2(t)$ на выходе фильтров Φ_1 и Φ_2 .

Уместно упомянуть о функции когерентности (см. работу [8], с. 146), определяемой отношением спектров стационарных случайных процессов $x(t)$ и $y(t)$:

$$\gamma_{xy}^2(f) = |S_{xy}(f)|^2 / [S_{xx}(f)S_{yy}(f)].$$

При стационарном взаимодействии процессов их функция корреляции будет максимальна при тождестве их спектров, а следовательно, и при равенстве полос пропускания фильтров Φ_1 и Φ_2 .

Чем уже полоса фильтра, тем меньше дисперсия прошедшего через него шума и тем больше его время корреляции.

Из алгебраических функций роль корреляционной наиболее подходит сочетанию степенной и показательной функций $y = ax^b \exp(cx)$. Нужную конфигурацию сочетание приобретает при $c, b < 0$.

Интересен спектр, соответствующий $y = f(x)$, вычисленный по формуле (см. работу [9], с. 504)

$$\int_0^{\infty} x^{\mu-1} \exp(-\beta x) \cos \delta x \, dx = \Gamma(\mu) \cos(\mu \operatorname{arctg}(\delta/\beta)) / (\delta^2 + \beta^2)^{\mu/2}.$$

Так, при $\mu = 2$ получаем спектр, соответствующий одной цепочке RC , при $\mu = 4$ — двум, при $\mu = 6$ — трем, т.е. интерес к фильтрам RC имеет свое оправдание.

Второе соображение по виду корреляционной функции состоит в том, что она должна быть “гладкой”, т.е. не должна содержать более одного аргумента с $|\tau|$.

Техническая реализация способа и устройства АНИС. Реальное устройство по способу АНИС выполнено на дифференциальных усилителях с качественными элементами коммутации и стробирования. Для формирования сигнальной ПСП использован 8-разрядный регистр, т.е. устройство работает по известному сигналу и предназначено для измерительных целей.

Гораздо интересней работа в режиме АНИС регенератора в волоконно-оптической линии связи, т.е. при неизвестных сигналах (рис. 8).

С помощью накопителей H_1 и H_2 запоминаются уровни текущего и предыдущего битов сигнала, сравниваемые в разностном каскаде.

При повторении значности посылок решающее значение имеет первая из повторенных посылок. Ее опознанная по разности накопленных значность распространяется на все остальные посылки серии. При этом используется схема опознавания повторяемости посылок по параметру q , определяемому как отношение абсолютного значения разности накопленных уровней к их суммарному уровню. При повторениях значности битов $q \rightarrow 0$. Компаратор, стоящий в цепи измерения q с порогом $0,1 \leq q_0 \leq 0,2$ (определяемым из расчета или экспериментально), отключает компаратор разности и подключает к выходу память предыдущего бита.

Для работы регенератора необходима схема формирования тактовых импульсов, импульсов опроса (решения) и сброса, подключен-

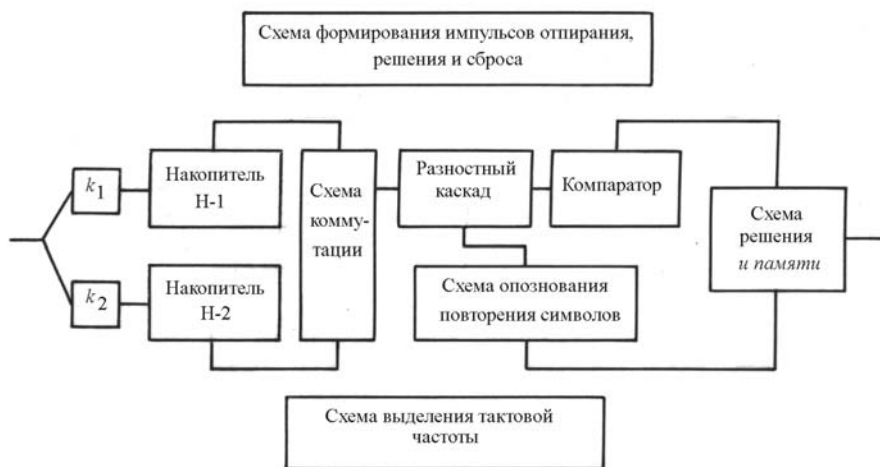


Рис. 8. Схема регенератора волоконно-оптической линии связи

ная к фильтровой (с ФАПЧ) схеме выделения тактовой частоты, для устойчивой работы которой применяется прямое и обратное СМ-1 – кодирование

Метод АНИС, по сравнению с амплитудными методами восстановления, дает, как минимум, 3-кратный выигрыш по мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лезин Ю. С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. – М., 1969.
2. Test and Measurement Catalog Hewlett Packard, 1989.
3. Marht and Technik 198, № 5. – P. 52–54.
4. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. – М.: Сов. радио, 1966.
5. Горяинов В. Т., Журавлев А. Г., Тихонов В. И. Примеры и задачи по статистической радиотехнике. – М.: Сов. Радио, 1970.
6. Беллман Р. Введение в теорию матриц. – М., 1969.
7. Алексеев А. И. и др. Теория и применение псевдослучайных сигналов. – М.: Наука, 1969.
8. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. – М.: Мир, 1989.
9. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблица интегралов, сумм, рядов и произведений. – М.: Наука, 1971.
10. Пат. № 2212111 Способ и устройство аналогового выделения и накопления импульсных сигналов”; приорит. от 11.01.01

Статья поступила в редакцию 19.05.2005

Владислав Андреевич Постников родился в 1930 г. Канд. техн. наук, начальник лаборатории технологий телекоммуникаций НТЦ “Техтелеком-АС”, г. Мытищи Моск.области.

V.A. Postnikov (b. 1930) — Ph. D. (Eng.), head of laboratory for technologies of telecommunications of the scientific technical center “NTTs “Tekhtelekom-AS” (Mytishchi, Moscow region).

П.И. Глухарев родился в 1946 г. Окончил Военную академию артиллерийских и ракетных войск. Канд. техн. наук, начальник отдела программирования НТЦ “Техтелеком-АС”, г. Мытищи Моск.области. Автор семи научных работ в области новых технологий телекоммуникаций.

P.I. Glukharyov (b. 1946) graduated from the Military Academy of Artillery and Rocket Forces. Ph. D. (Eng.), head of department for programming of the Scientific and Technical Center "NTTs "Tekhtelecom-AS", town of Mytishchi, Moscow Region. Author of 7 publications in the field of new telecommunication technologies.