

МЕТОДЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ. ОБРАБОТКА ДАННЫХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

УДК 654.91.+621.396.96

И.В. Знаменский

АДАПТИВНАЯ ПОСЛЕДЕТЕКТОРНАЯ ОБРАБОТКА ЛИДАРНОГО СИГНАЛА

Рассмотрена адаптивная последетекторная обработка сигнала, которая позволяет за счет автоматически увеличивающегося времени накопления выделить слабый сигнал, а при сильном сигнале время накопления уменьшается, что обеспечивает уменьшение динамической ошибки. Показано, что выходной процесс фотодетектора лидарной системы является гауссовско-марковским, для которого среднеинтегральная оценка математического ожидания сходится к оптимальной. Найдено оптимальное время наблюдения, при котором сумма флуктуационной и динамической ошибки минимальна. Для заданной максимальной относительной погрешности восстановления сигнала найдена пороговая энергия, которая обеспечивает эту погрешность.

Введение

При использовании спутниковых лидарных систем для глобального экологического контроля возникает проблема выделения слабого сигнала из шумов. Применяемая в оптических приемниках простейшая последетекторная обработка сигнала не удовлетворяет современным требованиям к точности, а в ряде случаев не представляется возможным выделить сам сигнал.

Увеличение числа посылок излучения лазера приведет к увеличению его средней мощности, что повлечет за собой существенное увеличение массы, габаритов и мощности потребления питания, а также стоимости лидарного комплекса, что является нежелательным. Кроме того, снижается ресурс работы лазера и его надежность.

Наиболее перспективными устройствами для выделения сигнала из шума являются нестационарный оптимальный фильтр Калмана–Бьюси или адаптивные системы обработки сигнала.

Адаптивная последетекторная обработка сигнала (АПОС) в отличие от цифрового калмановского фильтра, не использует аналого-цифрового преобразователя (АЦП), и следовательно, обладает более широким динамическим диапазоном входного сигнала. Последнее свойство обеспечивает перспективность использования адаптивной последетекторной обработки сигнала в наземных лидарах. АПОС позволяет за счет автоматически увеличивающегося времени накопления выделить слабый сигнал, а при сильном сигнале время накопления уменьшается, что обеспечивает уменьшение динамической ошибки.

Статистика выходного сигнала

В приемном устройстве осуществляется преобразование принятого поля в сигнальный ток (или напряжение) с последующей последетекторной обработкой. Выбор оптимальной процедуры обработки сигнала зависит от статистики сигнала на выходе фотодетектора. Поскольку процесс преобразования оптического поля в поток электронов и процесс умножения электронов (для ФЭУ и лавинного диода) носят существенно случайный характер, выходной ток фотодетектора представляет собой случайный процесс. Выходное напряжение ФЭУ можно рассматривать как профильтрованный пуассоновский процесс [1]

$$U(t) = \sum_{j=1}^{N(0,t)} R_n G q h(t-t_j), \quad (1)$$

где G – коэффициент усиления ФЭУ; R_n – сопротивление нагрузки ФЭУ; q – заряд электрона; $N(0,t)$ – простой процесс Пуассона; $h(t)$ – отклик фотодетектора по току на одиночный электрон; t_j – момент высвобождения j -го электрона.

Функция отклика $h(t)$ удовлетворяет условию нормировки $\int_{-\infty}^{\infty} h(t) dt = 1$. Длительность

функции отклика $h(t)$ для ФЭУ ограничена временем пролета τ_p , которое обратно пропорционально полосе пропускания фотодетектора. При неограниченной полосе пропускания фотодетектора ($\tau_p \rightarrow 0$) функцию $h(t)$ можно рассматривать как δ -функцию Дирака.

Случайному процессу (1) можно дать математическую трактовку, считая, что на вход инерционного звена с импульсной характеристикой $h(t)$ воздействует последовательность δ -импульсов

$$\xi(t) = R_n G q \sum_{j=1}^{N(0,t)} \delta(t - t_j).$$

Тогда случайный процесс на выходе инерционного звена запишется через интеграл свертки

$$U(t) = \int_0^t h(t - \tau) \xi(\tau) d\tau, \quad (2)$$

что соответствует выражению (1).

Процесс $\xi(t)$ – стационарный в <широком> смысле и имеет следующие статистические характеристики:

математическое ожидание

$$m_\xi(t) = R_n G q n_0 = m_\xi,$$

где n_0 – средняя интенсивность отсчета фотоэлектронов; F – коэффициент шума ФЭУ;

ковариационная функция

$$K_\xi(\tau) = m + C_1 \delta(\tau), \quad (3)$$

где $C_1 = (R_n G q)^2 n_0 F$.

Из выражения (3) видно, что пуассоновский процесс является чисто <белым> процессом (процессом с неограниченной полосой частот) и с бесконечной дисперсией.

Рассмотрим в качестве инерционного звена интегрирующую RC-цепочку с параметром $\alpha_1 = 1/RC$, тогда выходной процесс $U(t)$ описывается флуктуационным линейным дифференциальным уравнением 1-го порядка [2]. Из его решения можно найти математическое ожидание выходного процесса

$$m_U(t) = m_\xi \{1 - \exp(-\alpha_1 t)\},$$

и дисперсию

$$D_U(t) = (C_1 \alpha_1 / 2) \{1 - \exp(-2\alpha_1 t)\}.$$

Полученные статистические характеристики зависят от времени и поэтому в общем случае выходной процесс – нестационарный при стационарном входном процессе, но при $t_1 = 1,5/\alpha_1$ дисперсия $D_U(t)$ равна $0,475 \alpha_1 C_1$, а при $t_2 = 3/\alpha_1$ математическое ожидание $m_U(t) = 0,95 m_\xi$ не зависит от времени.

Следовательно, через время $t = 3/\alpha_1$ дисперсию D_U и математическое ожидание m_U выходного процесса можно считать не зависящими от времени t и выходной процесс будет стационарным в <широком> смысле.

В установившемся режиме

$$m_U = m_\xi; \quad D_U = C_1 \alpha_1 / 2, \quad (4)$$

и корреляционная функция

$$R_U(\tau) = D_U \exp(-\alpha_1 |\tau|). \quad (5)$$

Гауссовский процесс с корреляционной функцией вида (5) обладает марковским свойством.

Рассмотрим воздействие марковского гауссовского процесса с корреляционной функцией $R_1(\tau) = D_U \exp(-|\tau|/\tau_0)$ на интегрирующую RC-цепочку, когда постоянная времени T интегрирующей цепочки имеет три различных значения: $T \ll \tau_0$, $T = \tau_0$, $T \gg \tau_0$.

В этом случае обобщим полученный выше результат на прохождение сигнала через усилитель или интегратор. Найдя энергетический спектр выходного процесса, а затем используя преобразование Винера–Хинчина, получим корреляционную функцию выходного процесса

$$R_2(\tau) = D_U \frac{\tau_0}{\tau_0^2 - T^2} \left[\tau_0 \exp\{-|\tau|/\tau_0\} - T \exp\{-|\tau|/T\} \right]. \quad (6)$$

Дисперсия выходного процесса $D_{\text{вых}}$ находится из (6) при $\tau = 0$:

$$D_{\text{вых}} = D_U \tau_0 / (\tau_0 + T). \quad (7)$$

Корреляционная функция $R_2(\tau)$ в зависимости от соотношения между τ_0 и T имеет следующий вид:

$$1) \tau_0 \gg T$$

$$R_2(\tau) = D_U \exp\{-|\tau|/\tau_0\}, \quad D_{\text{вых}} = D_U;$$

$$2) \tau_0 = T$$

$$R_2(\tau) = (D_U/2) \exp\{-|\tau|/\tau_0\}, \quad D_{\text{вых}} = D_U/2;$$

$$3) \tau_0 \ll T$$

$$R_2(\tau) = (D_U \tau_0 / T) \exp\{-|\tau|/\tau_0\}, \quad D_{\text{вых}} = D_U \tau_0 / T.$$

Независимо от соотношения между τ_0 и T выходной процесс будет гауссовским и марковским.

Оценка математического ожидания

Примем за оценку математического ожидания входного процесса среднеинтегральное значение взвешенной реализации на интервале $0, T$

$$\hat{m}_T = \int_0^T h_1(t) U(t) dt,$$

где $U(t)$ – случайный стационарный в <широком> смысле процесс; $h_1(t)$ – детерминированная весовая функция, которая интерпретируется как импульсная характеристика фильтра.

Весовая функция $h_1(t)$ должна удовлетворять условию нормировки

$$\int_0^T h_1(t) dt = 1.$$

В частном случае для идеального интегратора $h_1(t) = 1/T$ и выполняется условие нормировки при любом T .

В работе [3] показано, что для стационарного случайного процесса с корреляционной функцией вида (5) оптимальной линейной оценкой математического ожидания будет

$$\hat{m}_T = \frac{1}{2 + \alpha_1 T} \left[U(0) + U(T) + \alpha_1 \int_0^T U(t) dt \right].$$

Дисперсия оптимальной оценки определится в виде [3]

$$D \{ \hat{m}_T \} = 2 D_U / (2 + \alpha_1 T).$$

Можно в качестве оценки математического ожидания принять среднеинтегральное значение реализации на интервале $0, T$

$$m_T = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt, \quad (8)$$

m_T – является случайной величиной, т.к. она будет разной для разных реализаций одного и того же стационарного процесса $U(t)$ длительностью T . Дисперсия оценки вида (8) равна

$$D\{\hat{m}_T\} = [2 D_U/(\alpha_1 T)] [\alpha_1 T - 1 + \exp(-\alpha_1 T)].$$

Если выполняется условие $\alpha_1 T \gg 1$, то дисперсия среднеинтегральной оценки равна дисперсии оптимальной оценки, т.е.

$$D\{m_T\} = D\{\hat{m}_T\} = 2 D_U/(\alpha_1 T), \text{ при } \alpha_1 T \gg 1. \quad (9)$$

Следовательно, для гауссовского марковского процесса с корреляционной функцией вида (5) при условии, что время наблюдения случайного процесса много больше интервала корреляции входного процесса, вместо оптимальной линейной оценки математического ожидания можно использовать среднеинтегральную оценку.

Минимизация рассеяния оценки лидарного сигнала

Оценка меняющегося во времени математического ожидания случайного процесса по одной реализации связана с трудностью определения оптимального времени усреднения (интегрирования). Существует оптимальное время интегрирования, при котором обеспечивается минимум среднего квадрата отклонения (рассеяния) оценки математического ожидания. Рассеяние оценки $\hat{D}\{m(t_j, T)\}$ содержит две составляющие: флуктуационную и динамическую ошибки.

$$\hat{D}\{m(t_j, T)\} = B^2\{m(t_j, T)\} + D\{m(t_j, T)\}, \quad (10)$$

где $B\{m(t_j, T)\}$ – смещение оценки в момент времени t_j (динамическая ошибка); $D\{m(t_j, T)\}$ – дисперсия оценки математического ожидания в момент времени t_j (флуктуационная ошибка), определяемая выражением (9).

Ограничив динамическую ошибку членом ряда, содержащего 2-ю производную от сигнала, найдем оптимальное время интегрирования

$$T_{\text{опт}} = 2,7 \left[P(t_j) / \left\{ \alpha \left[\frac{d^2 P_c(t)}{dt^2} \right]_{t=t_j} \right\} \right]^{1/5}, \quad (11)$$

где $P(t_j) = P_c(t_j) + \bar{P}_\Phi$; $P_c(t_j)$ – оптическая мощность сигнала на фотокатоде ФЭУ в момент времени t_j ; \bar{P}_Φ – среднее значение оптической мощности фона на фотокатоде ФЭУ; $\alpha = \eta/(h\nu)$ – постоянный коэффициент, Дж⁻¹, η – квантовая эффективность ФЭУ, h – постоянная Планка, ν – оптическая частота излучения лазера.

Используя метод конечных разностей, выражение (11) можно преобразовать к виду

$$T_j = \frac{P(t_j)}{4\alpha [\hat{P}(t_j) - P(t_j)]^2}, \quad (12)$$

где среднеинтегральная оценка сигнала в момент времени t_j определяется выражением

$$\hat{P}_c(t_j) = E_j / T_j - \bar{P}_\Phi, \quad (13)$$

E_j – энергия, накапливаемая интегратором за время наблюдения T_j .

Минимальное рассеяние оценки сигнала $m_2[T_{\text{опт}}]$ на оптимальном интервале $T_{\text{опт}}$ можно найти из выражения (10), преобразовав первое слагаемое

$$m_2[T_{\text{опт}}] = \frac{D_U \tau_0}{2 T_{\text{опт}}} + \frac{2 D_U \tau_0}{T_{\text{опт}}} = 2,5 \frac{D_U \tau_0}{T_{\text{опт}}} \quad (14)$$

или записав его через оптическую мощность

$$m_2[T_{\text{опт}}] = 1,25 F k_1^2 P_c(t_j) [1 + 1/q_1] / (\alpha T_{\text{опт}}), \quad (14a)$$

где q_1 – входное отношение сигнал-шум

$$q_1 = P_c(t) / \bar{P}_\phi. \quad (15)$$

Разделив выражение (14a) на $U_c^2(t_j)$ и взяв корень квадратный из полученного выражения, найдем суммарную относительную погрешность δ_Σ оценки сигнала

$$\delta_\Sigma = \{1,25 F [1 + 1/q_1] / [\alpha T_{\text{опт}} P_c(t_j)]\}^{1/2}. \quad (16)$$

Суммарная относительная погрешность состоит из двух составляющих: динамической и флуктуационной.

$$\delta_\Sigma = \{\delta_{\text{с.д}}^2 + \delta_{\text{с.ф}}^2\}^{1/2},$$

где $\delta_{\text{с.д}}$ – динамическая составляющая суммарной относительной погрешности; $\delta_{\text{с.ф}}$ – флуктуационная составляющая суммарной относительной погрешности.

Эти составляющие погрешностей можно определить из выражения (14), где 1-е слагаемое определяет динамическую ошибку, а 2-е – флуктуационную:

$$\delta_{\text{с.д}} = \{0,25 F [1 + 1/q_1] / [\alpha T_{\text{опт}} P_c(t_j)]\}^{1/2}, \quad (17)$$

$$\delta_{\text{с.ф}} = \{F [1 + 1/q_1] / [\alpha T_{\text{опт}} P_c(t_j)]\}^{1/2}. \quad (17a)$$

Из выражений (17) и (17a) видно, что при оптимальном времени наблюдения между $\delta_{\text{с.д}}$ и $\delta_{\text{с.ф}}$ существует однозначная связь, т.е.

$$\delta_{\text{с.ф}} / \delta_{\text{с.д}} = 2.$$

Введя относительную погрешность δ_0 восстановления смеси сигнала и фона, выражение (12) примет вид

$$E_{\text{пор}} = \frac{0,56 F (|\delta_0| + 2,24)}{\alpha \delta_0^2}, \quad (18)$$

где $E_{\text{пор}}$ – пороговая энергия, равная энергии смеси сигнала и фона на интервале $[t_j - T_j/2, t_j + T_j/2]$

$$E_{\text{пор}} = T_j \hat{P}(t_j), \quad (19)$$

$\hat{P}(t_j)$ – оценка суммарной оптической мощности сигнала и внешнего фона на фотокатоде ФЭУ.

Динамическая составляющая относительной погрешности $\delta_{0\text{с.д}}$ восстановления смеси сигнала и фона равна

$$\delta_{0\text{с.д}} = \hat{P}(t_j) / P(t_j) - 1 = \delta_0 / 2,24. \quad (20)$$

На рис. 1 приведена зависимость модуля относительной погрешности $|\delta_0|$ восстановления смеси сигнала и внешнего фона от накапливаемой энергии $E_{\text{пор}}$, нормированной к коэффициенту шума ФЭУ F для длины волны излучения $\lambda = 0,532$ мкм.

Если энергия принимаемой смеси сигнала и фона будет постоянной в каждой выборке, то будет постоянной ошибка оценки. Таким образом, если устройство последетекторной обработки будет поддерживать постоянной энергию накопления, то в этом случае происходит адаптивная настройка времени наблюдения, т.к. мощность входного сигнала изменяется во времени.

Теперь найдем зависимость $E_{\text{пор}}$ от относительной погрешности восстановления сигнала δ_Σ при различных значениях уровня внешнего фона. Преобразуем выражение (16), возведя обе части выражения в квадрат, а затем числитель и знаменатель домножим на $[\hat{P}_c(t_j) + \bar{P}_\phi]$

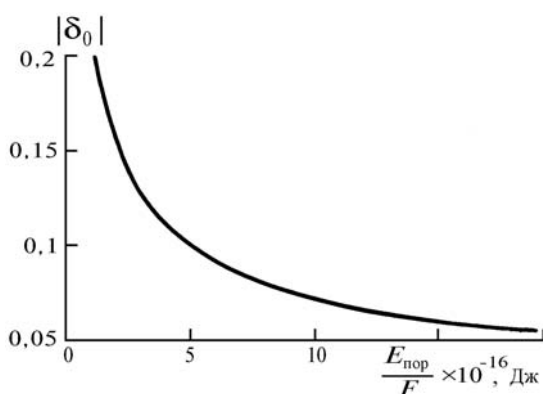


Рис. 1

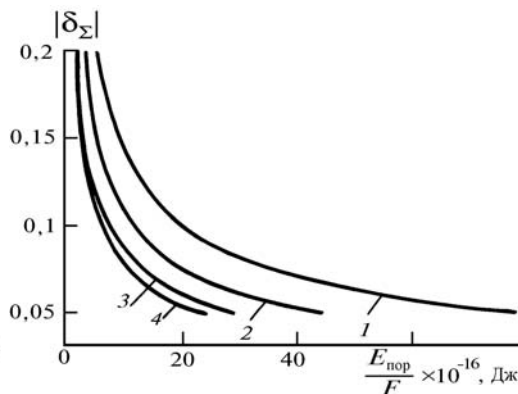


Рис. 2

С учетом выражений (19) и (20), подставив $\delta_{с.д} = \delta_\Sigma / 2,24$, окончательно получим

$$E_{\text{пор}} = \frac{1,25 F (q_1 + 1) [q_1 (1 + |\delta_\Sigma| / 2,24) + 1]}{\alpha q_1^2 \delta_\Sigma^2}. \quad (21)$$

На рис. 2 представлены зависимости модуля относительной погрешности $|\delta_\Sigma|$ восстановления сигнала от пороговой энергии $E_{\text{пор}}$ для $\lambda = 0,532$ мкм при 4-х значениях входного отношения сигнал-шум q_1 (кривые 1, 2, 3, 4 соответственно при $q_1 = 1; 2; 5; 10$). (Функциональная схема устройства, реализующая предлагаемый алгоритм обработки, представлена на рис. 3).

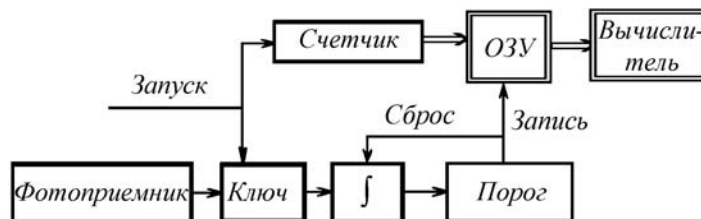


Рис. 3. Функциональная схема адаптивной последетекторной обработки сигнала

Для уменьшения ошибки восстановления сигнала, связанной с дискретом счета счетчика, можно использовать изменяющийся порог. При этом будет выполняться неравенство

$$E_{\text{пор}} / [P_c(t_j) \{1 + 1/q_1\}] \gg \Delta T,$$

где ΔT – дискрет счета счетчика.

Таким образом, изменяющийся порог обеспечит минимальную погрешность восстановления сигнала при его широком входном динамическом диапазоне.

Параметр эффективности

Для оценки эффективности метода адаптивной обработки сигнала введем параметр эффективности (V_c), который связывает между собой три основных параметра: разрешение по дальности (r_j), мощность принимаемого сигнала $P_c(t_j)$ и относительную дисперсию оценки сигнала (δ_{Σ}^2)

$$V_c = r_j \delta_{\Sigma}^2 P_c(t_j). \quad (22)$$

Из выражения (22) видно, что чем меньше величина параметра эффективности V_c , тем эффективнее метод обработки. Кроме того, нельзя улучшить одну из переменных, не ухудшая оставшиеся, т.к. параметр эффективности есть постоянная величина. Определим параметр эффективности для адаптивного метода обработки сигнала. Используя выражение для оптимального интервала наблюдения, можно найти разрешение по дальности

$$r_j = \frac{C F (q_1 + 1)}{1,6 \alpha \delta_{\Sigma}^2 q_1 P_c(t_j)},$$

а затем параметр эффективности

$$V_c = r_j \delta_{\Sigma}^2 P_c(t_j) = \frac{C F (q_1 + 1)}{1,6 \alpha q_1}. \quad (23)$$

Подставив в выражение (23) значение $C = 3 \cdot 10^8$ м и для $\lambda = 0,53$ мкм $\alpha = 2,67 \cdot 10^{17}$ Дж⁻¹, получим

$$V_c = 0,7 F (q_1 + 1) / q_1, \quad (23a)$$

где размерность V_c [м·нВт].

Относительная дисперсия для ГКР (граница Крамера–Рао) имеет вид

$$\delta_{\text{ГКР}}^2 = \frac{D_{\text{ГКР}}}{P_c^2(t_j)} = \frac{(q_1 + 1)}{\alpha P_c(t_j) r_j q_1} = \frac{C (q_1 + 1)}{2 \alpha P_c(t_j) r_j q_1}.$$

Согласно выражению (22) находим функцию неопределенности для ГКР

$$V_{\text{ГКР}} = r_j \delta_{\text{ГКР}}^2 P_c(t_j) = C (q_1 + 1) / 2 \alpha q_1. \quad (24)$$

В выражение (24) не входит коэффициент шума ФЭУ (F), т.к. оно получено из пуассоновской статистики фотоэлектронов и для идеального ФЭУ, у которого $F = 1$. Поэтому при сравнении различных методов обработки с потенциальным нужно принять коэффициент шума ФЭУ, равным 1.

Для сравнения различных методов введем коэффициент эффективности $K_{\text{эф}}$

$$K_{\text{эф}} = V_{\text{ГКР}} / V_c. \quad (25)$$

Он характеризует отличие исследуемого метода от потенциального $K_{\text{эф}} \leq 1$. Для адаптивной обработки сигнала найдем $K_{\text{эф}}$, используя выражения (23 а) и (24). Его значение равно 0,8.

Моделирование адаптивной последетекторной обработки сигнала

Для моделирования использовалась типовая реализация сигнала лидара, установленного на борту ИСЗ, служащего для восстановления вертикального профиля аэрозолей. При этом исследовался 15-километровый слой атмосферы, метеорологическая дальность видимости атмосферы S_m составляла 2 км.

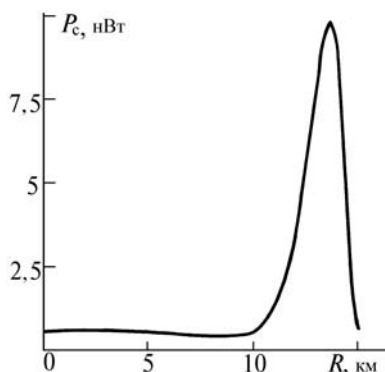


Рис. 4. Исходная модель сигнала: P_c – оптическая мощность сигнала, нВт, R – дальность от 15-километрового слоя атмосферы в направлении к поверхности Земли, км

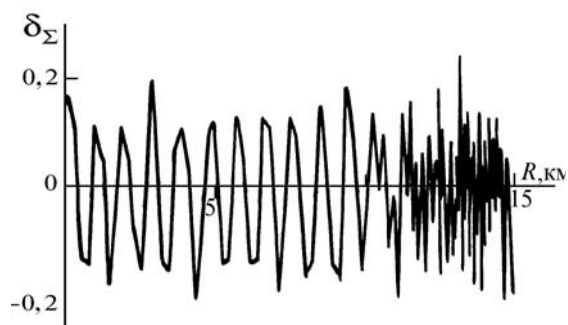


Рис. 5. Относительная погрешность δ_Σ восстановления исходного сигнала: $q_{1\min} = 1$, R – дальность от 15-километрового слоя атмосферы в направлении к поверхности Земли, км, $E_{\text{пор}} = 15,6 \cdot 10^{-16}$ Дж

На рис. 4 представлен сигнал, используемый для моделирования, на рис. 5 его относительная ошибка восстановления при минимальном входном отношении сигнал-шум $q_1 = 1$.

Выводы

1. Адаптивная последетекторная обработка сигнала позволяет восстанавливать слабый сигнал за счет увеличения времени наблюдения его, при ухудшении разрешения по дальности, а сильный сигнал – при малом времени наблюдения, т.е. с высоким разрешением. При этом оценка сигнала будет наилучшей в смысле критерия минимума среднего квадрата отклонения сигнала.

2. Предлагаемый метод обработки сигнала позволяет принимать сигнал в широком динамическом диапазоне, что является существенным преимуществом перед устройством обработки сигнала, содержащим АЦП.

1. Г а л ь я р д и Р . М . , К а р п Ш . Оптическая связь. / Пер. с англ. под ред. А.Г. Шереметьева. М.:Связь, 1978. 424 с.
2. П р а т т В . К . Лазерные системы связи. / Пер. с англ. под ред. А.Г. Шереметьева. М.: Связь, 1972. 232 с.
3. Т и х о н о в В . И . Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.

Российский научно-исследовательский институт космического приборостроения,
Москва

Поступила в редакцию
10 марта 1993 г.

I . V . Z n a m e n s k i i . Adaptive Postdetector Processing of a Lidar Signal.

An adaptive postdetector processing of signals is considered in this paper. This approach allows one to detect a weak signal by increasing the time of accumulation and to reduce the dynamic error in the presence of a strong signal when the time of accumulation is being decreased. It is shown, that the process at the output of the lidar sistem photodetector is Gaussian-Markovian one, for which the mean integral estimate of the mathematical expectation converges to the optimal one. The optimal observation time is found where the sum of the fluctuation and dynamic errors appears to be minimum. For the given maximum relative error of the signal recovering the threshold energy is determined that could provide for this error.