

С.И. Кавкянов, С.В. Стрепетова

ОБ ОБРАТНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ЛИДАРНЫХ СИГНАЛОВ

Рассмотрены аппаратные искажения лидарных сигналов, обусловленные конечной длительностью излучаемого импульса и инерционностью приемного тракта лазерного локатора. Проведены аналитические и численные оценки этих искажений для некоторых вариантов лазерного зондирования атмосферы и подстилающей поверхности. В замкнутом численном эксперименте проведен сравнительный анализ ряда алгоритмов цифровой линейной фильтрации лидарных сигналов с целью восстановления их истинной формы. Рассмотрены методы адаптивной подстройки параметров восстанавливающего фильтра.

Используемое при интерпретации данных лазерного зондирования лидарное уравнение применимо в предположениях, когда пространственная протяженность излучаемого импульса мала по сравнению с масштабом неоднородностей зондируемого объекта, а инерционность приемного тракта достаточно мала (то есть сигналы малой длительности регистрируются без искажений). Однако встречаются практические ситуации, в которых указанными аппаратными искажениями пренебречь нельзя. Например, при зондировании аэрозольных профилей CO_2 -лидаром пространственное разрешение уменьшается при повышении дальности зондирования за счет увеличения длительности излучаемого импульса (и соответственно его энергии), которая составляет обычно несколько микросекунд (пространственное разрешение — сотни метров и более километра [1]). Влияние этого фактора на точность лидарных измерений исследуется аналитически и численно в [2, 3]. Аналогичная ситуация возникает в задачах высотного зондирования атмосферы, когда повышение мощности лидарных сигналов с больших расстояний достигается за счет ухудшения пространственного разрешения (увеличения длительности стробов при регистрации сигналов). Другим случаем, когда учет аппаратных искажений становится необходимым, является зондирование плотных образований (облаков, подстилающих поверхностей и др.). При этом лидарные сигналы имеют малую длительность, сравнимую с длительностью излучаемого импульса, а ограниченная полоса пропускания приемника существенно искажает их структуру [4].

В данной работе приводятся некоторые оценки влияния перечисленных искажений на параметры лидарных сигналов, а также исследуются алгоритмы цифровой фильтрации, имеющие цель устранить эти искажения.

Аппаратурные искажения лидарных сигналов

В предположении линейности приемного тракта и процесса взаимодействия лазерного излучения со средой распространения лидарный сигнал на выходе аналого-цифрового преобразователя $P(t)$ связан с сигналом $P_0(t)$ (описываемым лидарным уравнением без учета аппаратных искажений) уравнением типа свертки:

$$P(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t-t') P_0(t') dt', \quad (1)$$

где $g(t)$ — импульсная переходная характеристика приемопередающего тракта, являющаяся сверткой соответствующих характеристик передатчика и приемника:

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g_{\text{пер}}(t') g_{\text{пр}}(t-t') dt'. \quad (2)$$

В формуле (2) $g_{\text{пер}}(t)$ описывает изменение во времени интенсивности излучаемого импульса, а $g_{\text{пр}}(t)$ — сигнал на выходе приемника при поступлении на вход единичного дельта-импульса. Передаточная функция приемопередающего тракта, в соответствии с (2) запишется в виде

$$\tilde{g}(\omega) = \tilde{g}_{\text{пер}}(\omega) \tilde{g}_{\text{пр}}(\omega), \quad (3)$$

где ω — угловая частота, \sim — обозначает прямое преобразование Фурье. Аналогично из (1) получим:

$$\tilde{P}(\omega) = \tilde{g}(\omega) \tilde{P}_0(\omega). \quad (4)$$

Проведем простейшие аналитические оценки аппаратных искажений. Полагая $P_0(t)$, $g_{\text{пер}}(t)$ и $g_{\text{пр}}(t)$ импульсами гауссовой формы с единичной амплитудой и соответствующими длительностями (на уровне $1/\sqrt{e}\tau_0$, $\tau_{\text{пер}}$, $\tau_{\text{пр}}$, после вычисления (3) и обратного преобразования Фурье (4) получим:

$$P(t) = \frac{1}{\kappa} \exp\left\{-\frac{2t^2}{\kappa^2 \tau_0^2}\right\}, \quad \kappa = \sqrt{1 + \frac{\tau_{\text{пер}}^2 + \tau_{\text{пр}}^2}{\tau_0^2}}. \quad (5)$$

Таким образом, с учетом передаточной функции приемопередающего тракта длительность лидарного сигнала $P_0(t)$ возрастает в κ раз, и во столько же раз уменьшается его амплитуда. Очевидно, что сигнал длительностью τ_0 не будет искажаться при условии $\tau_{\text{пер}}^2 + \tau_{\text{пр}}^2 \ll \tau_0^2$. В частности, если основным искажающим фактором является конечная длительность излучаемого импульса ($\tau_{\text{пер}} \gg \tau_{\text{пр}}$), то пространственное разрешение τ_0 будет определяться $\tau_{\text{пер}}$. Например, при $\tau_{\text{пер}} = 1$ мкс пространственные неоднородности размером $\Delta z = c\tau_0/2 = 150$ м будут искажаться в $\kappa = \sqrt{2}$ раз, а при $\tau_{\text{пер}} = 10$ мкс такие же неоднородности искажутся в $\kappa = \sqrt{11}$ раз. По этой причине разрешение по дальности CO_2 -лидара, описанного в [1], составляло несколько сотен метров ($\tau_{\text{пер}}$ было равным 2 и 8 мкс).

В другом случае, при зондировании достаточно коротким импульсам плотных образований, основным ограничением является конечная полоса пропускания приемного тракта $F_{\text{пр}} = 2/(\pi\tau_{\text{пр}})$, составляющая обычно несколько мегагерц. При этом сигнал, например от подстилающей поверхности, имеет длительность порядка $\tau_{\text{пер}}$, и согласно (5) получим $\kappa \approx \sqrt{2 + (\tau_{\text{пр}}/\tau_{\text{пер}})^2}$. Для типичных значений $\tau_{\text{пер}} = 10^{-8}$ с, $F_{\text{пр}} = 10$ МГц получим $\tau_{\text{пр}} = 2(\pi F_{\text{пр}})^{-1} \approx 6 \cdot 10^{-8}$ с, $\kappa \approx \sqrt{38}$. В несколько более слабой форме эта проблема стоит также при зондировании плотных облаков.

При выводе соотношений (5) использовались гауссовы модели функций $g_{\text{пер}}$, $g_{\text{пр}}$. Они широко используются при анализе радиотехнических цепей [5], хотя, строго говоря, являются физически нереализуемыми (поскольку $g(t < 0) \neq 0$). В данном случае это существенно не отразится на достоверности оценок искажений длительности и амплитуды сигнала $P_0(t)$, поскольку они определяются главным образом эффективной полосой пропускания приемопередающего тракта [5]. Более подробное исследование аппаратных искажений требует учета комплексных передаточных функций приемника и передатчика и может быть проведено численными методами для произвольной формы сигнала $P_0(t)$ (см. ниже).

Методы обратной фильтрации

Рассмотренные выше аппаратные искажения зачастую существенно снижают достоверность интерпретации лидарных сигналов, а иногда делают ее невозможной [4]. В таких случаях становится необходимым этап цифровой обработки, заключающийся в обращении уравнения (1) относительно $P_0(t)$, при известной функции $g(t)$ (2). Методы решения этой некорректной задачи достаточно разработаны [6] и с успехом применяются на практике (см. например [7]). Оценка решения уравнения (1) с учетом специфических свойств уравнения типа свертки ищется обычно в виде линейного восстанавливающего фильтра

$$P_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g_{\text{в}}(t - t') P(t') dt'. \quad (8)$$

Передаточная функция $\tilde{g}_{\text{в}}(\omega)$ восстанавливающего (обратного) фильтра (6) может быть найдена с учетом (4):

$$\tilde{g}_{\text{в}}(\omega) = 1/\tilde{g}(\omega), \quad (7)$$

однако такой фильтр (называемый обычно инверсным) является неустойчивым к помехам. Регуляризация его достигается домножением передаточной функции (7) на стабилизирующий множитель Тихонова [6]:

$$K(\omega, \alpha) = \frac{|\tilde{g}(\omega)|^2}{|\tilde{g}(\omega)|^2 + \alpha Q(\omega)}, \quad (8)$$

где $Q(\omega)$ — заданная неотрицательная четная функция ($Q(\omega) > 0$ при $\omega \neq 0$ и $Q(0) \geq 0$), кусочно-непрерывная на любом конечном отрезке оси частот, параметр $\alpha > 0$ [6].

Физический смысл стабилизирующего множителя (8) заключается в подавлении высокочастотных помех, содержащихся в обрабатываемом фильтром (6) сигнале $P(t)$ и усиливающихся при $\tilde{g}(\omega) \rightarrow 0$ в (7). Среди всех возможных функций $Q(\omega)$ существует оптимальная, при которой минимизируется среднеквадратическая ошибка восстановления. Для оптимального фильтра Винера $\alpha Q(\omega) = R_n(\omega) / R_{P_0}(\omega)$, где $R_{P_0}(\omega), R_n(\omega)$ — спектральные плотности мощности искомого сигнала $P_0(t)$ и аддитивного стационарного шума $n(t)$ на входе восстанавливающего фильтра (6) (в предположении статистической независимости сигнала и шума). Необходимо отметить, что оптимальные (в вероятностном смысле) свойства винеровского фильтра реализуются при выполнении условия стационарности процессов $P_0(t)$ и $P(t)$, а замена усреднения по ансамблю реализаций на усреднение по времени t возможна при эргодичности этих процессов. Качество восстановления детерминированных сигналов $P_0(t)$ будет исследовано ниже путем численного моделирования.

Остановимся теперь на проблеме выбора конкретных значений α и вида $Q(\omega)$ в (8), либо в задании отношения $R_n(\omega) / R_{P_0}(\omega)$ в (9). Если $R_n(\omega)$ можно измерить либо приблизительно оценить, то $R_{P_0}(\omega)$ обычно неизвестна. В простейшем случае, считая случайные процессы $n(t)$ и $P_0(t)$ близкими к белому шуму, полагают [6]:

$$\alpha Q(\omega) = \frac{R_n(\omega)}{R_{P_0}(\omega)} = \text{const} = \frac{\bar{n}^2}{\bar{P}_0^2}, \quad (9)$$

где черта означает усреднение по времени. При этом выражение (9) есть ни что иное, как отношение мощности шума к мощности сигнала.

Априорный выбор вида $Q(\omega)$ и параметра α является весьма трудоемким и трудно автоматизируемым процессом, не гарантирующим, кроме того, оптимальности обратной фильтрации. В связи с этим ниже рассматриваются возможности адаптивной оценки спектральной плотности мощности восстанавливаемого сигнала непосредственно по экспериментальным данным. Эти возможности следуют из уравнений, связывающих статистические характеристики измеряемых и восстанавливаемых сигналов [8]. Применительно к рассматриваемой задаче, после добавления в правую часть (1) помехи $n(t)$, запишем выражение для корреляционной функции $B_P(\tau)$ измеряемого сигнала $P(t)$:

$$B_P(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(t-t') g(t-t'+\tau) B_{P_0}(t'-t'') dt' dt'' + B_n(\tau). \quad (10)$$

Применяя преобразование Фурье к правой и левой частям (10), получим

$$R_P(\omega) = |\tilde{g}(\omega)|^2 R_{P_0}(\omega) + R_n(\omega). \quad (11)$$

Из последнего уравнения следует возможность оценки $R_{P_0}(\omega)$ при известной $R_n(\omega)$:

$$R_{P_0}(\omega) = \frac{R_P(\omega) - R_n(\omega)}{|\tilde{g}(\omega)|^2}. \quad (12)$$

При использовании (12) возможны те же проблемы неустойчивости, что и для инверсного фильтра (7), поскольку множитель $1/|\tilde{g}(\omega)|^2$ стремится к нулю при увеличении $|\omega|$ еще быстрее, чем $1/|\tilde{g}(\omega)|$. Устойчивые оценки $R_{P_0}(\omega)$ можно получить, используя какие-либо параметрические аппроксимации $R_{P_0}(\omega)$ с оценкой неизвестных параметров из (11) с помощью метода наименьших квадратов. Вопросы влияния таких упрощений на точность решения исходной задачи исследуются ниже в численном эксперименте.

Результаты численного моделирования

В качестве модельной в численном эксперименте рассматривалась задача устранения аппаратурных искажений лидарного сигнала, вызванных ограниченной полосой пропускания приемного тракта. Модельный сигнал $P_0(t)$ имитировал отражение от подстилающей поверхности в присутствии рассеивающего слоя небольшой толщины при длительности зондирующего импульса гауссовой формы $T_0 = 10$ нс. Передаточная функция приемного тракта полагалась гауссовой с полосой пропускания

(на уровне $1/\sqrt{\epsilon}$), равной 25 МГц и 10 МГц. Прямая задача (вычисление искаженного сигнала (1)) решалась путем домножения Фурье-образа модельного сигнала (вычисленного с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье) на передаточную функцию приемного тракта (2) и вычисления обратного преобразования Фурье от результата умножения. Модельный и искаженные сигналы приведены на рис. 1, а, 2, а.

В задачи численного моделирования входило исследование потенциальных возможностей восстановления сигнала $P_0(t)$ из (1) для различных уровней аппаратных искажений и помех, а также разработка оптимального алгоритма обратной фильтрации для задач практической обработки лидарных сигналов, требующего минимума априорной информации (в целях автоматизации обработки). Проблема выбора параметра регуляризации α в (8) иллюстрируется результатами восстановления для различных значений α , представленными на рис. 1, б (для достаточно слабых искажений, полоса пропускания 25 МГц), и рис. 2, б (более сильные искажения, $F_{\text{пр}} = 10$ МГц). Здесь полагалось $Q(\omega) = 1$, $n(t) = 0$ (ошибки восстановления обуславливались погрешностью вычислений). Результаты восстановления, приведенные на рис. 1, 2, следует рассматривать как потенциально возможные, поскольку они получены при точно известной передаточной функции приемного тракта и в отсутствие внешних помех. Очевидно, что и в этом случае качество восстановления ограничено и находится в прямой зависимости от уровня искажения исходного сигнала $P_0(t)$. При малых искажениях (рис. 1) оно выше, чем при больших (рис. 2), и сильно зависит от удачного выбора параметра α . Если (последний слишком мал, возможно появление высокочастотных осцилляций в решении, а если слишком велик, то решение получается сглаженным (ср. кривые 1 и 2 на рис. 1, б и 2, б)). Использование каких-либо объективных критериев для оценки α (например, метода невязки [6]) здесь невозможно, поскольку неизвестен уровень помех.

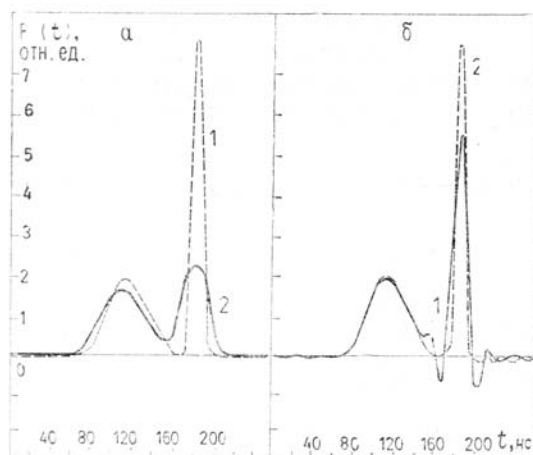


Рис. 1. Восстановление лидарного сигнала методом Тихонова (полоса пропускания 25 МГц, помеха отсутствует): а – модельный (1) и искаженный (2) сигналы; б – восстановленный сигнал при $\alpha = 10^{-3}$ (1), при $\alpha = 10^{-15}$ (2)

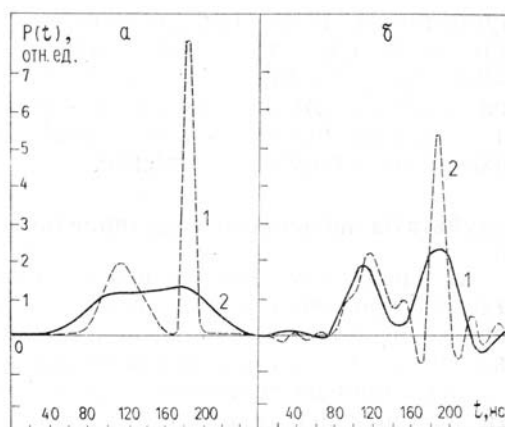


Рис. 2. То же, что на рис. 1, полоса пропускания 10 МГц

Сравнение различных методов восстановления проводилось для двух случаев: для малых аппаратных искажений в присутствии сильной случайной помехи (рис. 3, $F_{\text{пр}} = 25$ МГц, помеха $n(t)$ в правой части (1) полагалась равномерно распределенной в интервале $[-P_{\text{max}}, +P_{\text{max}}]$, где P_{max} – (макси-

мальное значение искаженного сигнала) и больших аппаратных искажений (рис. 4, $F_{\text{пр}} = 10$ МГц, помеха $n(t)$ равномерно распределена в интервале $[-0,1P_{\text{max}}, +0,1P_{\text{max}}]$). На рис. 3,б и 4,б приведены результаты восстановления при использовании метода Тихонова и оптимального винеровского фильтра. Очевидно, учет статистических свойств (в данном случае спектральных плотностей мощности) искомого сигнала и помехи приводит к существенному улучшению результата. Значение параметра α для результатов, приведенных на рис. 3,б и 4, б (кривые 1), оценивалось согласно (9), где \bar{n}^2 и \bar{P}_0^2 находились с учетом соотношений (5) непосредственно по сигналам, приведенным на рис. 3,а и 4,а. Численное моделирование показало достаточную эффективность таких оценок при использовании метода Тихонова. Однако предположения, в которых получено (9), ограничивают область применения метода. На рис. 3,б и 4,б (кривые 3) приведены результаты восстановления с использованием винеровского фильтра с аппроксимацией априорной спектральной плотности мощности сигнала $P_0(t)$ гауссовой кривой и адаптивной оценкой ее параметров по входным данным согласно (11). Результаты показывают близость получаемых по такой методике решений к оптимальным, полученным с помощью винеровского фильтра (кривые 2) при известных $R_n(\omega)$, $R_p(\omega)$ (рассчитанных по заданным $n(t)$, $P_0(t)$).

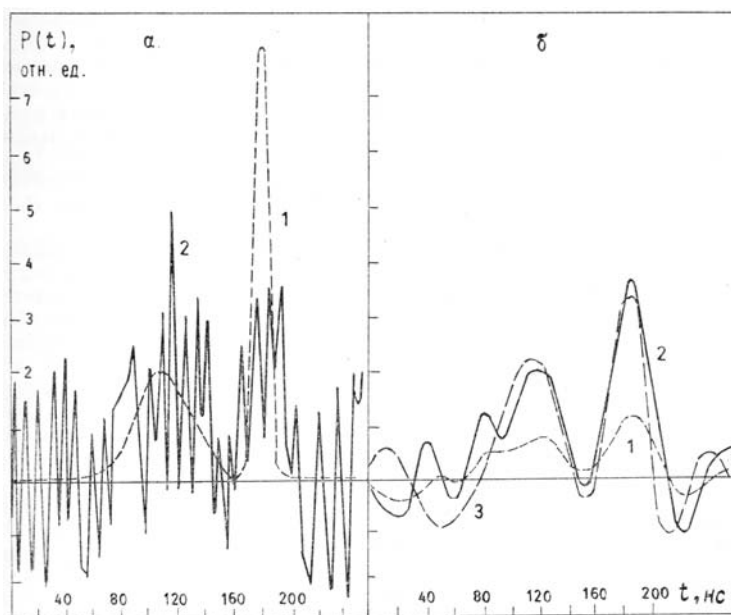


Рис. 3. Восстановление лидарного сигнала различными методами (полоса пропускания 25 МГц, сильный шум): а — модельный сигнал (1), искаженный сигнал+шум (2); — восстановленный по Тихонову (1), по Винеру (2), результат адаптивной обратной фильтрации (3)

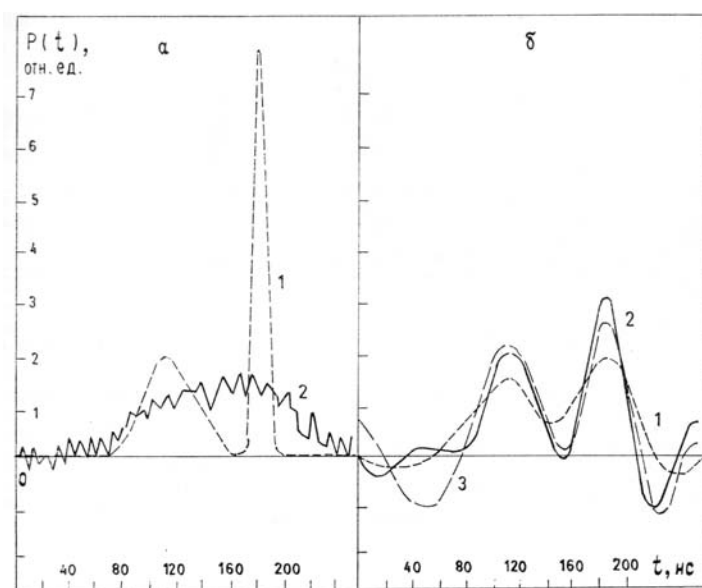


Рис. 4. То же, что на рис. 3, полоса пропускания 10 МГц, слабый шум

Результаты численного моделирования показывают, что линейные методы не всегда обеспечивают достаточную точность решения рассматриваемой задачи (это выражается, в частности, в появлении отрицательных значений восстановленных сигналов — см. рис. 1–4). Это объясняется тем, что оптимальность рассмотренных методов обеспечивается при условии стационарности измеряемого и восстанавливаемого сигналов, которое в данном случае не выполняется. Повышение точности восстановления возможно только при более точном описании класса искомых решений (например, при учете их положительной определенности). Это приводит к необходимости использования нелинейных алгоритмов восстановления, которые здесь не рассматривались.

В заключение отметим, что объем вычислений и объем оперативной памяти ЭВМ, требуемые для реализации рассмотренных выше алгоритмов, примерно одинаковы и составляют соответственно $5N(1 + 4 \log_2 N)$ приведенных операций и около $5Np$ байт оперативной памяти [9], где N — число отсчетов измеряемого и восстанавливаемого сигналов, а также импульсной переходной характеристики приемопередающего тракта; p — количество байт информации на один отсчет. Простые расчеты показывают, что для реальных значений N (порядка десятков и сотен) рассмотренные алгоритмы пригодны для обратной фильтрации лидарных сигналов в реальном масштабе времени с помощью малых ЭВМ.

1. Rothermel J., Jones W.D. — Appl. Optics, 1985, v. 24, p. 3487.
2. Measures R.M. — Appl. Optics, 1977, v. 16, p. 1092.
3. Kavaуа M.J., Menzies R.T. — Appl. Optics, 1985, v. 24, p. 3444.
4. Балин Ю.С., Кавкьянов С.И., Креков Г.М., Самохвалов И.В., Стрепетова С.В. — Оптика атмосферы, 1988, т. 1, № 1, с. 93.
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Сов. радио, 1971. — 672 с.
6. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. — М.: Наука, 1986. — 288 с.
7. Кондратьев И.К. Линейные обрабатывающие системы в сейсморазведке. — М.: Наука, 1976. — 260 с.
8. Кавкьянов С.И. ДАН СССР, 1987, т. 293, № 6, с. 1353.
9. Василенко Г.И. Теория восстановления сигналов. — М.: Сов. радио, 1979. — 272 с.

Институт оптики атмосферы
СО АН СССР, Томск

Поступила в редакцию
17 февраля 1988 г.

S.I. Kavkyanov, S.V. Strepetova. **On Inverse Lidar Signal Filtering.**

Lidar signal distortions due to the finite pulse duration and narrow receiver bandwidth are estimated both analytically and numerically for a few schemes of laser sounding of the atmosphere and underlying surface. Based on the closed numerical simulation, a comparative analysis of different algorithms for digital linear filtering of lidar signals is done to restore the true signal shape. Ways of adaptive adjustment of the restoring filter parameters are discussed.