

Г.Н. Балденков, В.И. Козинцев, Е.Э. Можаров

О ПОГРЕШНОСТЯХ ИЗМЕРЕНИЯ ПОКАЗАТЕЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ ПРИ ОГРАНИЧЕНИИ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ СИГНАЛЬНОГО КАНАЛА ЛИДАРА

Статья посвящена анализу результатов модельных расчетов искажения лидарных сигналов обратного рассеяния из однородной атмосферы из-за неидеальности полосы частот сигнального канала лидара. Применен алгоритм быстрого преобразования Фурье. Рассмотрены погрешности измерения показателя ослабления при использовании интегрального метода.

В настоящее время лидары для измерения различных параметров атмосферы и, в частности, такого важного как показатель ослабления излучения начинают широко применяться во многих отраслях народного хозяйства. Одним из таких применений является метеообеспечение авиации, где данные о среднем показателе ослабления вдоль наклонной трассы позволяют определить условия видимости в районе аэропорта с борта самолета. Использование лидаров для проведения столь ответственных измерений предполагает их метрологическую аттестацию и как подготовительный этап — методичный анализ всех составляющих погрешности измерений.

Настоящая статья посвящена анализу систематических погрешностей измерения среднего показателя ослабления излучения в атмосфере, возникающих при ограничении полосы частот сигнала обратного рассеяния в фотоприемном устройстве (ФПУ) и электронном тракте передачи сигнала от ФПУ до аналого-цифрового преобразователя или другого регистрирующего устройства.

Анализ проводился для модели однородной атмосферы. Тогда при стандартных предположениях уравнение лазерной локации может быть записано в виде [1]

$$P(z) = G(z) \cdot \exp(-2\mu z)/z^2, \quad (1)$$

где μ — показатель ослабления; z — расстояние вдоль трассы зондирования; $G(z)$ — геометрическая функция.

В дальнейших расчетах $G(z)$ моделировалась в виде

$$G(z) = \begin{cases} 0, & z < z_{н1} \\ \frac{1}{2} \left(1 + \cos \left(\frac{z_{к1} - z}{z_{к1} - z_{н1}} \pi \right) \right), & z_{н1} < z < z_{к1} \\ 1, & z > z_{к1}, \end{cases} \quad (2)$$

где $z_{н1}$ — расстояние, на котором зондирующий пучок начинает входить в поле зрения приемника; $z_{к1}$ — расстояние, на котором зондирующий пучок полностью входит в поле зрения приемника.

Такой вид $G(z)$ мало отличается от реальной геометрической функции.

Сигнал вида (1) использовался для анализа погрешностей, вносимых фотоприемным устройством. Это рассмотрение справедливо для лидара без коррекции сигнала на квадрат расстояния в ФПУ и электронном тракте.

В лидаре «Электроника-03» [2], для которого также проводились эти расчеты, применена коррекция сигнала обратного рассеяния на квадрат расстояния непосредственно в фотоприемном устройстве. Для анализа погрешностей, вносимых электронным трактом лидара, использовался сигнал вида

$$S(z) = G(z) \cdot \exp(-2\mu z). \quad (3)$$

Исследование влияния ограничения полосы частот сигнального тракта лидара на форму сигнала обратного рассеяния проводилось на ЭВМ «Электроника-60» с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье [3–6].

Простейший алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ) требует дискретизации сигнала в 2^N равноотстоящих по времени точках. Исходя из возможностей ЭВМ, N было выбрано равным 11. Для сигналов вида (1) период дискретизации по времени составлял 10 нс ($\Delta z = 1,5$ м), а для сигналов вида (3) — 20 нс ($\Delta z = 3$ м).

Частота дискретизации спектра Δf при этом составляла 25 МГц для сигнала вида (3) и 50 МГц для сигнала вида (1).

Полученный после БПФ дискретный спектр сигнала умножался на представленную в аналогичном виде частотную характеристику (ЧХ) сигнального тракта, а затем производилось обратное преобразование Фурье (по аналогичному алгоритму БПФ), и таким образом получался искаженный сигнал.

Для электронного тракта лидара «Электроника—0,3» ЧХ были измерены экспериментально путем определения коэффициентов передачи синусоидальных сигналов с различными частотами. При этом сигнал синусоидальной формы имел размах $2U$ и постоянный уровень величиной U , поскольку тракт предназначен для передачи однополярных сигналов. В результате были получены две характеристики: амплитудно-частотная (АЧХ) $A(f)$ и фазочастотная (ФЧХ) $\psi(f)$ (рис. 1). При этом ЧХ сигнального тракта задавалась формулой

$$K(if) = A(f) \cdot \cos\Phi(f) + iA(f) \cdot \sin\Phi(f).$$

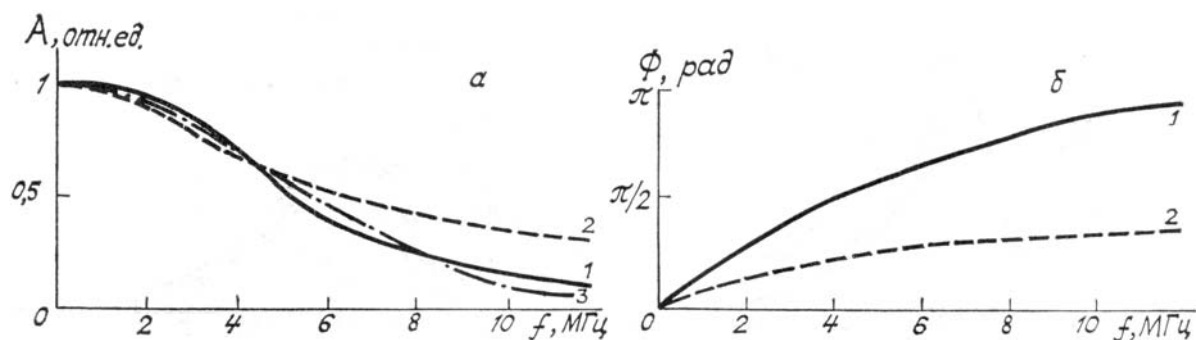


Рис. 1. Экспериментальная (1), лоренцовская (2) и гауссовская (3) АЧХ (а) и ФЧХ (б)

Необходимо отметить, что на частотах выше 10–12 МГц измерение ЧХ было затруднено появлением нелинейных искажений входного синусоидального сигнала, а на частотах выше 15 МГц стало совсем невозможным. В рассматриваемой модели нелинейные искажения не учитывались, поэтому было принято

$$A(f) |_{f > 15 \text{ МГц}} \equiv 0.$$

В дальнейшем расчеты проводились для этой характеристики и для модельных лоренцовского типа, задаваемых формулой

$$K(if) = \frac{f_0}{f_0 + if},$$

где f_0 — частота, на которой АЧХ спадает в $\sqrt{2}$ раз (рис. 1). Такой модельной характеристике было отдано предпочтение, например, перед использованной в [7] гауссовской

$$K(if) = \exp(-\ln \sqrt{2} \cdot f^2 / f_0^2),$$

поскольку ФЧХ гауссовской характеристики тождественно равняется нулю в отличие от характеристики исследованного лидара. Особенно важно учитывать наличие ФЧХ при исследовании сигнала вида (1), поскольку после искажения он корректируется на квадрат расстояния для расчета погрешностей и временной сдвиг некорректированного сигнала (при линейной ФЧХ) приводит к искажению формы корректированного сигнала.

Аналогично характеристикам электронного тракта исследовались АЧХ ФПУ с постоянным усилением. При этом наблюдалось существенное расширение АЧХ с уменьшением сопротивления нагрузки ФПУ. Форма АЧХ удовлетворительно аппроксимировалась контуром лоренцовского типа.

Сигналы обратного рассеяния, деформированные при ограничении полосы частот, использовались для расчета погрешностей измерения среднего показателя ослабления. При этом в качестве истинного значения показателя использовалась величина, которая рассчитывалась по недеформированному сигналу. Последнее обусловлено тем, что была поставлена задача исследования только погрешностей одного вида. В этом случае не учитывались погрешности, обусловленные, например, наличием геометрической функции.

Анализ проводился главным образом для лидара «Электроника—3» с целью оценки его возможностей по измерению показателей ослабления от 6 км^{-1} до 15 км^{-1} , что соответствует диапазону метеорологических дальностей видимости от 0,5 до 0,2 км. Указанный диапазон лежит ниже нижнего предела измерений лидара и представляет максимальный интерес для метеообеспечения авиации. В связи с этим средние показатели ослабления рассчитывались по интегральному методу, реализован-

ному в данном лидаре. Измерительная база выбиралась с расстояния z_0 до z_1 , на котором сигнал уменьшался в 10 раз по сравнению с $S(z_0)$.

На рис. 2 показан характер деформации сигналов при ограничении их спектра. При этом S -функция как более медленная по сравнению с $P(z)$ претерпевает и меньшие искажения. Характерным является затягивание фронта сигнала $S(z)$, приводящее к смещению его максимума и затягивание спада, что является причиной занижения измеряемого среднего показателя ослабления. При рассмотрении зависимостей этих погрешностей от параметра z_0 , приведенных на рис. 3, можно отметить следующее:

- погрешности во всех случаях отрицательны;
- уровень погрешностей существенно зависит от ширины АЧХ и уже при $f_0 = 4$ МГц становится вполне допустимым даже для наиболее быстро меняющихся сигналов с $\mu = 15 \text{ км}^{-1}$ (для меньших μ были получены аналогичные зависимости, но меньшего уровня);
- уменьшение z_k смещает наиболее деформированную часть к началу сигнала и существенно снижает погрешности измерений для фиксированного z_0 .

Полученные результаты представляют вполне определенный практический интерес, так как в серии натуральных экспериментов на лидаре «Электроника–03» при параметрах, близких к случаю кривой 2 на рис. 3, б в пределах уровня погрешностей 10%, не было обнаружено расхождений с контрольным прибором – регистратором дальности видимости РДВ-2, хотя предварительно предполагалось, что погрешности рассматриваемого типа будут наиболее существенными.

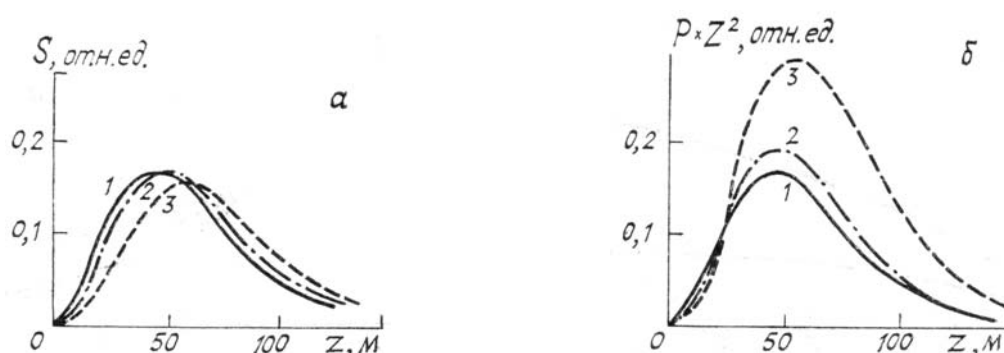


Рис. 2. Сигналы обратного рассеяния: недеформированный (1) и деформированный ЧХ лоренцовского типа с $f_0 = 8$ МГц (2) и $f_0 = 2$ МГц (3). а – сигнал $S(z)$; б – сигнал $P(z)$, после деформации скорректированный на z^2

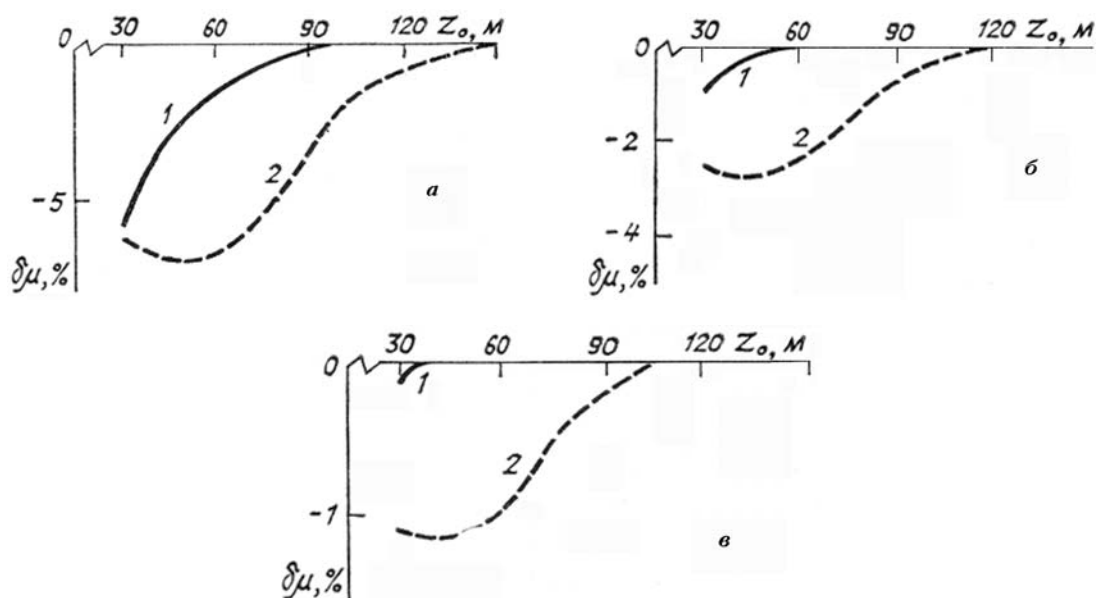


Рис. 3. Зависимость относительной погрешности измерений показателя ослабления от z_0 для обработки $S(z)$ при $\mu = 15 \text{ км}^{-1}$. ЧХ лоренцовского типа с f_0 : 2 МГц (а), 4 МГц (б), 8 МГц (в); 1 – $z_k = 25 \text{ м}$, 2 – $z_k = 100 \text{ м}$ ($z_n = 0 \text{ м}$)

Рассмотрим теперь погрешности измерений для лидара, в котором ограничивается спектр сигнала $P(z)$ и уже после этого он корректируется на квадрат расстояния (рис. 2, б). В этом случае относительно небольшая деформация сигнала существенно возрастает при умножении на z^2 . В резуль-

тате возникает существенное смещение вершины и рост площади всего сигнала, но, что более важно и неочевидно, скорость спада сигнала после вершины становится выше и, следовательно, показатель ослабления завышается.

Результаты расчета погрешностей для этого случая приведены на рис. 4. Отметим, что:

– погрешности по сравнению с рис. 3 существенно (в 3–10 раз) увеличились и стали положительными при аналогичных параметрах модели;

– уровень погрешностей существенно зависит от параметра z_k , причем с ростом z_k погрешности уменьшаются, что связано с меньшим искажением сигнала с более медленным фронтом, а это, как отмечалось выше, важно в случае последующей коррекции сигнала на квадрат расстояния.

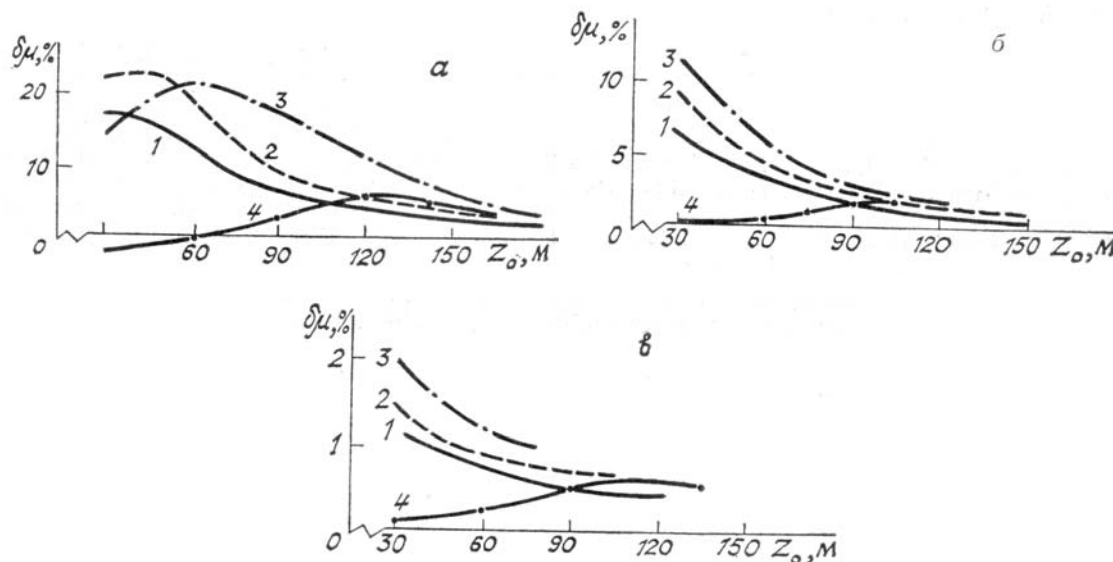


Рис. 4. Зависимость относительной погрешности $\delta\mu$ измерений показателя ослабления от z_0 для обработки $P(z)$. ЧХ лоренцовского типа с f_0 : 2 МГц (а), 4 МГц (б), 16 МГц (в); $z_n = 0$ м. 1 – $\mu = 3 \text{ км}^{-1}$, $z_k = 25$ м; 2 – $\mu = 6 \text{ км}^{-1}$, $z_k = 25$ м; 3 – $\mu = 15 \text{ км}^{-1}$, $z_k = 25$ м; 4 – $\mu = 15 \text{ км}^{-1}$, $z_k = 100$ м

Выводы:

1. Систематические погрешности измерения среднего показателя ослабления при ограничении полосы частот электронного тракта лидара существенно уменьшаются при использовании ФПУ с коррекцией зависимости сигнала от квадрата расстояния и с увеличением расстояния, с которого начинается обработка сигнала.

2. Для лидара «Электроника–03» ширина АЧХ электронного тракта 4 МГц является достаточной при измерениях МДВ вплоть до 0,2 км.

3. Для реализации измерений МДВ в диапазоне 0,2 км и выше на лидаре с ФПУ и электронным трактом без коррекции на квадрат расстояния или другого способа сжатия динамического диапазона сигналов требуется ширина АЧХ всего сигнального канала не менее 8–16 МГц в зависимости от значений параметров z_k и z_0 .

1. Ковалёв В. А. //Труды ГГО. 1973. Вып. 312. С. 128–133.
2. Балдёнков Г. Н., Дулькин В. М., Константинов Б. А. и др. //VIII Всес. симпозиум по лазерному и акустическому зондированию атмосферы. (Тезисы докл.). Томск. 1984. Ч. 2. С. 349–352.
3. Ефимов А. В. Математический анализ (специальные разделы). Ч. 1. Общие функциональные ряды и их приложение. М.: Высш. школа. 1980. 279 с.
4. Бергланд Г. Д. //Зарубежная радиоэлектроника. 1971. № 3. С. 52–72.
5. Голд Б., Рэйдер Ч. М. Цифровая обработка сигналов. М.: Сов. радио. 1973. 456 с.
6. Рабинер Л. Д., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир. 1978. 308 с.
7. Балин Ю. С., Кавкянов С. И., Креков Г. М. и др. //Оптика атмосферы. 1988. Т. 1. № 1. С. 93–99.

Поступила в редакцию
26 августа 1988 г.

G. N. Baldenkov, V. I. Kozintsev, E. E. Mozharov. **On Extinction Coefficient Measure Errors due to Lidar Reseiving Tract Passband Width Limitation.**

The article is devoted to the analysis of model computations results of backscatter homogeneous atmosphere lidar signatures deformation due to lidar reseiving tract passband width limitation. Fast Fourier transform method is used. Extinction coefficient measure errors with using of «integral method» are considered.