

## Коррекция фазовых искажений лазерных пучков по сигналу обратного рассеяния в атмосфере

В.А. Банах<sup>1</sup>, В.В. Жмылевский<sup>2</sup>, А.Б. Игнатьев<sup>2</sup>,  
Ф.Ю. Канев<sup>1</sup>, В.В. Морозов<sup>2</sup>, Д.С. Рычков<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Институт оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН  
634021, г. Томск, пл. Академика Зуева, 1

<sup>2</sup>ОАО ГСКБ «Алмаз – Антей»  
125190, г. Москва, Ленинградский пр., 80, корп. 16

Поступила в редакцию 21.05.2008 г.

Представлены результаты численного моделирования адаптивной компенсации искажений частично когерентного лазерного излучения по сигналу обратного рассеяния. Рассмотрена совмещенная оптическая схема приемопередающего канала с кольцевой выходной и круглой приемной апертурами, в которой флуктуации исходного поля обусловлены фазовым экраном с гауссовой корреляционной функцией, находящимся вблизи апертуры источника. Определено влияние на эффективность управления конечного быстродействия системы и ограничений, вносимых корректором волнового фронта.

*Ключевые слова:* лазерное излучение, фазовые искажения, адаптивная коррекция, алгоритм апертурного зондирования, апертура.

### Введение

Лазерные пучки большой мощности испытывают фазовые флуктуации на участке формирования выходного сигнала от источника до передающей апертуры, что ухудшает их пространственную когерентность, приводит к дополнительному уширению и снижению эффективности передачи энергии на заданное расстояние. При распространении вдоль высотных трасс эти «собственные» флуктуации лазерного излучения могут превалировать над атмосферными искажениями, и задача их устранения становится первостепенной.

Для компенсации искажений в современные оптические системы вводится контур обратной связи с опорными источниками, излучение которых несет информацию об изменениях показателя преломления на трассе распространения. В качестве опорного обычно применяются излучение независимого лазерного генератора или сигнал от искусственного отражателя [1, 2]. Как показано в [3–5], для замыкания обратной связи может быть использовано также рассеяние на естественном «отражателе» – аэрозоле.

В статье численными методами анализируется возможность адаптивной коррекции искажений лазерного излучения, возникающих на участке формирования пучка от источника до выходной апертуры

оптической системы. Флуктуации поля в плоскости выходной апертуры задаются фазовым экраном с гауссовой корреляционной функцией. Адаптивное управление моделировалось на основе алгоритма апертурного зондирования при замыкании контура обратной связи по сигналу обратного атмосферного рассеяния. Исследования выполнены с учетом конечного быстродействия системы и ограничений, вносимых корректором волнового фронта. Определено число полиномов Цернике, воспроизведение которых адаптивным зеркалом обеспечивает требуемое качество компенсации искажений.

### 1. Оптическая схема адаптивной системы, постановка задачи

На рис. 1 показана структура типовой системы [3] приема излучения, рассеянного в атмосфере.

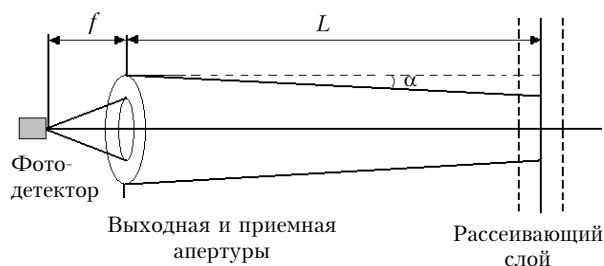


Рис. 1. Оптическая схема лазерной системы транспортировки излучения

\* Виктор Арсентьевич Банах (banakh@iao.ru); Виктор Васильевич Жмылевский; Александр Борисович Игнатьев; Федор Юрьевич Канев (kanev@iao.ru); Владимир Варнавьевич Морозов; Дмитрий Сергеевич Рычков.

Лазерный комплекс имеет совмещенную оптическую схему приемопередающего канала и включает источник непрерывного частично когерентного излучения. При организации адаптивного управления будем полагать, что управляющий сигнал для коррекции искажений начального поля вырабатывается на основе измерений мощности излучения  $P_s$ , рассеянной на тонком слое атмосферы, удаленном от источника на расстояние  $L$ . Источник освещает рассеивающий слой через выходную кольцевую апертуру с радиусами  $a$  (внешнее кольцо) и  $b = a/M$  (внутреннее кольцо), где  $M > 1$  – числовой коэффициент. На выходной апертуре поле имеет кривизну волнового фронта  $F$  (на рис. 1  $\alpha = a/F$  – угловая полурасходимость пучка), которая определяется настройкой телескопической системы. Прием рассеянного излучения осуществляется круглой апертурой радиусом  $a_0$  с фокусным расстоянием  $f$ , в фокальной плоскости которой находится фотодетектор радиуса  $a_d$ . Поле частично когерентного пучка на выходной апертуре задается в следующем виде:

$$U(\mathbf{p}, t) = A \exp \left[ i \frac{k \mathbf{p}^2}{2F} + i \varphi(\mathbf{p}, t) \right], \quad (1)$$

где  $A$  – амплитуда поля;  $e^{i\varphi(\mathbf{p}, t)}$  – фазовый экран;  $\varphi(\mathbf{p}, t)$  – случайная фаза с нулевым средним значением и гауссовой корреляционной функцией  $B_s(\mathbf{p}_1 - \mathbf{p}_2, t_1 - t_2) = \sigma^2 e^{-\frac{(\mathbf{p}_1 - \mathbf{p}_2)^2}{2l^2} - (t_1 - t_2)/\tau}$ ;  $\sigma^2$  – дисперсия флуктуаций фазы;  $l, \tau$  – пространственный и временной масштабы ее корреляции [6];  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число,  $\lambda$  – длина волны.

Выбор алгоритма адаптивного управления определяется структурой оптической системы. В нашем случае целевой функцией, т.е. параметром, максимум которого находится при управлении, является принимаемая фотодетектором мощность  $P_s$  рассеянного излучения, процедура вычисления которой дана в [4, 5]. Так как в рассматриваемой ситуации необходимо доставить максимальную мощность в апертуру заданного радиуса, целесообразным является использование алгоритма апертурного зондирования, в котором поиск экстремума целевой функции осуществляется согласно итерационной процедуре, где переход от  $n - 1$ -го к  $n$ -му шагу задается формулой [7]:

$$\mathbf{F}_n = \mathbf{F}_{n-1} + \alpha_n \mathbf{grad}(P_s). \quad (2)$$

Здесь  $\mathbf{F}$  – вектор координат управления;  $\alpha_n$  – величина итерационного шага, т.е. коэффициент, изменяющийся в процессе коррекции и определяющий скорость «подъема на холм». Координаты управления в нашем случае – это коэффициенты нескольких полиномов Цернике. Отметим, что использование конечного числа полиномов вносит ограничения на форму задаваемого фазового профиля, аналогичные ограничениям реального корректора, т.е. упругого зеркала, обычно используемого в адаптивных системах.

Поскольку управляемые параметры представляют собой коэффициенты полиномов, естественно представить искажения начального поля также в виде разложения по этим полиномам. Воспользовавшись результатами [8] для кольцевой апертуры, установим связь между параметрами фазового экрана (1) и параметрами управления, представленными в виде коэффициентов при соответствующих полиномах. Разложим фазу  $\varphi(\mathbf{p}, t)$  в ряд, включающий  $N_A$  слагаемых:

$$\varphi(\mathbf{p}, t) = \varphi(r, \theta, t) = \sum_{j=0}^{N_A} \xi_j(t) Z_j(r, \theta, M), \quad (3)$$

где

$$r = |\mathbf{p}|/a; \quad \theta = \begin{cases} \arctg(x/y), & y \geq 0; \\ \pi + \arctg(x/y), & y < 0 \end{cases}$$

– полярные координаты с нормировкой на поверхности апертуры;  $\xi_j$  – коэффициенты разложения (параметры управления), зависящие от времени и имеющие нулевое среднее значение;  $N_A$  – длина ряда;  $Z_j(r, \theta, M)$  – кольцевой полином с порядковым номером  $j$ ;  $M$  – обратный размер затененной части зрачка. Принят следующий порядок полиномов:  $j = 0$  – нулевой полином, равный 1;  $j = 1$  – горизонтальный наклон волнового фронта;  $j = 2$  – вертикальный наклон;  $j = 3$  – кривизна волнового фронта;  $j = 4$  – астигматизм простой (вертикальный или горизонтальный);  $j = 5$  – астигматизм межосевой;  $j = 6$  – кома, и т.д. Каждый полином задается следующим образом:

$$Z_j(r, \theta, M) = \sqrt{n+1} \times \begin{cases} \sqrt{2} R_n^m(r, M) \cos(m\theta), & m \neq 0, j - \text{четный номер,} \\ \sqrt{2} R_n^m(r, M) \sin(m\theta), & m \neq 0, j - \text{нечетный номер,} \\ R_n^0(r, M), & m = 0. \end{cases} \quad (4)$$

Здесь номера  $m, n$  определяются порядковым номером  $j$ :

$$n = \left[ 0,5(\sqrt{8j+1} - 1) \right];$$

$$m = \begin{cases} 2 \left[ 0,5j - 0,25n(n+1) \right], & n - \text{четный,} \\ 2 \left[ 0,5j - 0,25n(n+1) \right] + 1, & n - \text{нечетный,} \end{cases} \quad (5)$$

$n$  – степень радиальной составляющей полинома;  $m$  – угловая частота. Радиальная компонента находится при помощи рекуррентной формулы [8]:

$$R_n^m(r, M) = N_n^m \left[ R_n^m(r) - \sum_{s=1}^{\frac{n-m}{2}} R_{n-2s}^m(r, M) \frac{2(n-2j+1)}{1-M^{-2}} \int_{\frac{1}{M}}^1 R_n^m(r) R_{n-2s}^m(r, M) r dr \right], \quad (6)$$

где  $R_n^m(r)$  – радиальная компонента кругового полинома Цернике;  $N_n^m$  – нормировочный множитель, который можно вычислить исходя из условия

$$\int_{1/M}^1 R_n^m(r, M) R_n^m(r, M) r dr = \frac{1 - M^{-2}}{2(n+1)} \delta_{nm}. \quad (7)$$

Коэффициенты  $\xi_j(t)$  определяются при помощи условия нормировки полиномов (7). Умножив правую и левую части соотношения (3) на  $Z_j(r, \theta, M)$  и проинтегрировав по апертуре, получим

$$\xi_j(t) = \frac{1}{\pi(1 - M^{-2})} \int_{1/M}^1 \int_0^{2\pi} \varphi(r, \theta, t) Z_j(r, \theta, M) r dr d\theta. \quad (8)$$

Величины  $\xi_j(t)$  зависят от параметров фазового экрана,  $\xi_j(t) = \xi_j(\sigma, l, \tau, t)$ . Число  $N_A$  определяет точность представления величины  $\varphi(\mathbf{r}, t)$  разложением по полиномам (3):

$$\varepsilon(N_A) = \frac{1}{\langle \varphi^2 \rangle} \times \int_{1/M}^1 \int_0^{2\pi} \left( \varphi(r, \theta, t) - \sum_{j=0}^{N_A} \xi_j(t) Z_j(r, \theta, M) \right)^2 r dr d\theta. \quad (9)$$

При разработке алгоритма управления необходимо провести анализ взаимосвязи между параметрами фазового экрана (1) и коэффициентами  $\xi_j(t)$ . Для случая слабых флуктуаций волнового фронта начального поля полученные соотношения позволяют установить зависимость принимаемой мощности  $P_s$  и погрешности  $\varepsilon(N_A)$  воспроизведения фазового экрана, задающего искажения, от числа полиномов  $N_A$ , формирующих корректирующую фазу по формуле (3). На рис. 2 представлены зависимость среднеквадратической относительной ошибки от числа полиномов  $j = N_A$  (рис. 2, а) и зависимость  $\Delta P_{s,j}/P_s = |P_s - P_{s,j}|/P_s$  – отклонение значения принимаемой мощности  $P_{s,j}$  при числе полиномов  $j$ , от истинного значения  $P_s$  для заданных параметров фазового экрана (рис. 2, б).

Отметим, что, несмотря на значительную ошибку воспроизведения фазового экрана (рис. 2, а) при небольшом числе полиномов, мощность изменяется слабо (рис. 2, б). Это позволяет использовать в алгоритме адаптации число полиномов, меньшее того, что используется при моделировании искажения начального поля. Видно, что при выполнении условий  $\sigma^2 < 1$ ,  $l > a$  достаточно задать длину разложения  $N_A = 10$  для того, чтобы получить значение погрешности для принимаемой мощности не более 10%.

Согласно модели (1) средние значения коэффициентов равны нулю ( $\langle \xi_j(t) \rangle = 0$ ), что следует из (3). Однако на ограниченном временном интервале (недостаточно большой объем выборки случайных значений фазы на последовательности экранов) средние значения могут отличаться от нуля:

$$\bar{\varphi} = \sum_{j=0}^{N_A} \bar{\xi}_j Z_j(r, \theta, M), \quad (10)$$

где  $\bar{\xi}_j$  – регулярные составляющие коэффициентов;  $\bar{\varphi}$  – усредненная за некоторый промежуток времени фаза начального поля. Таким образом, средние значения  $\bar{\xi}_j$  параметров  $\xi_j(t)$  соответствуют не изменяющимся во времени дефектам элементов формирующего оптического тракта, а шумовая составляющая с гауссовским спектром – случайным изменениям параметров системы. Отметим, что в реализации алгоритма управления полином с номером  $j = 0$  не участвует, поскольку этот полином определяет постоянный по всей апертуре набег фазы.

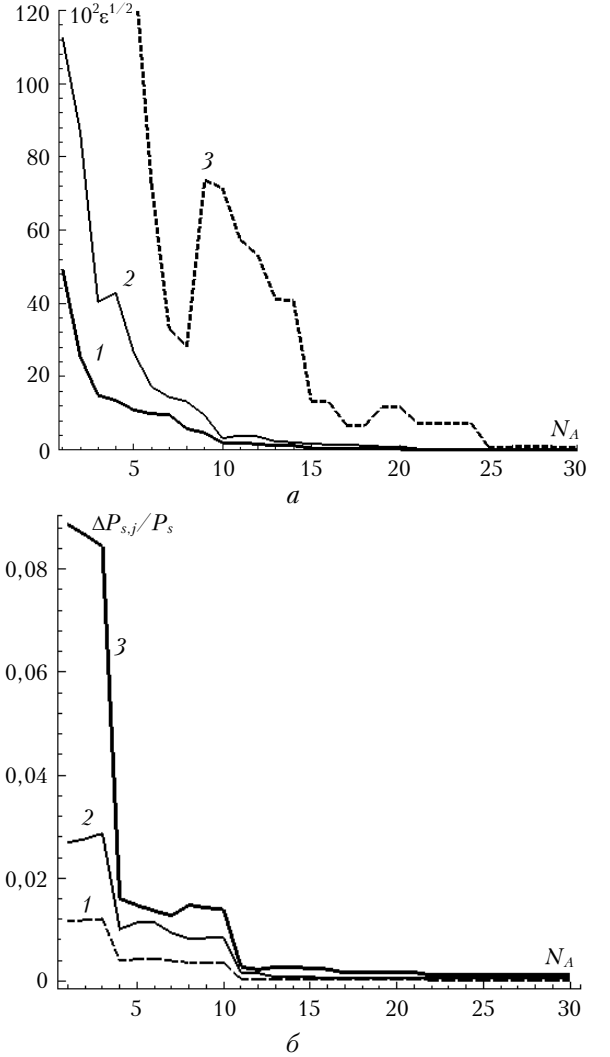


Рис. 2. Погрешность аппроксимации фазового экрана полиномами Цернике (а) и зависимость отклонения значения принимаемой мощности от истинного ее значения  $\Delta P_{s,j}/P_s$  (б) от числа полиномов  $N_A$ , воспроизводимых корректором. Относительные величины усреднены по 64 реализациям,  $\sigma^2 = 0,1$  (1),  $0,7$  (2),  $2 \text{ рад}^2$  (3); масштаб корреляции фазы для всех кривых  $l = 2a$

## 2. Компенсация искажений лазерного излучения

В п. 1 корректирующий профиль был сформирован на основе полной информации о фазовых искажениях, вносимых фазовым экраном, расположенным

вблизи апертуры источника. В системе транспортировки излучения, оптическая схема которой рассматривается в данной статье, такая информация недоступна, регистрируемым параметром является мощность сигнала, рассеянного атмосферой в направлении приемной апертуры. Отметим, что подобное исследование впервые выполнено для частично когерентных пучков кольцевого профиля.

Адаптивное управление в проведенных нами численных экспериментах было реализовано на основе алгоритма апертурного зондирования, ниже приводятся результаты, иллюстрирующие в различных условиях эффективность коррекции искажений. Компенсация осуществлялась в базе полиномов Цернике: «наклоны в двух взаимно перпендикулярных плоскостях, фокусировка» —  $\alpha_0, \beta_1, \beta_2$ . Таким образом, на каждом такте (шаге) алгоритма выполняется шесть изменений фазы: три пробные вариации каждого параметра (коэффициента полинома) и трижды проводится изменение значений каждой из координат управления.

Во всех случаях число степеней свободы (три коэффициента:  $\alpha_0, \beta_1, \beta_2$ ) корректора было меньшим, чем количество полиномов, формирующих искажения (не менее шести коэффициентов). При анализе управления по отраженному сигналу рассматривались следующие ситуации:

1. Полное отсутствие регулярной компоненты при высокой интенсивности шума (рис. 3).
2. Введение регулярной компоненты без уменьшения интенсивности шума (рис. 4 и 5).
3. Уменьшение интенсивности искажений относительно вариантов 1 и 2 (рис. 6).

Также были получены результаты для случая, когда в алгоритме использовался «прямой сигнал», т.е. была известна полная мощность в апертуре приемника. Эти данные не приводятся в статье, так как в этой ситуации достигалась практически полная компенсация, что характерно при фазовой коррекции искажений, вносимых одним экраном, расположенным вблизи излучающей апертуры.

На рис. 3–6 показаны графики для мощности  $P_{s,t}/\langle P_s \rangle$ , где  $P_{s,t}$  — значение мощности в момент времени  $t$ ,  $\langle P_s \rangle = \frac{1}{N_a} \sum_{h=t-N_a}^t P_{s,h}$  — усредненное по  $N_a$  предыдущим отсчетам значение принимаемой мощности.

Каждый график  $P_{s,t}/\langle P_s \rangle$  сопровождается, для наглядности, трехмерными рисунками, показывающими изменения координат управления  $\alpha_0, \beta_1, \beta_2$  в процессе компенсации искажений. В начальной точке коэффициенты полиномов близки к нулю, затем они приближаются к значениям коэффициентов, задающих искажения. <>

Приведенные данные позволяют отметить ряд особенностей использования алгоритма апертурного зондирования. В частности, при отсутствии регулярных искажений (см. рис. 3) экстремум достигается за 50–60 итераций, после чего все изменения координат управления локализованы в окрестности максимума. За счет коррекции средняя мощность,

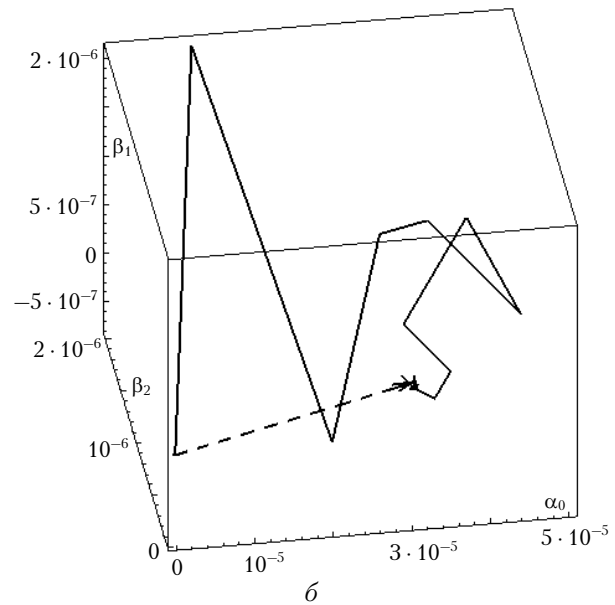
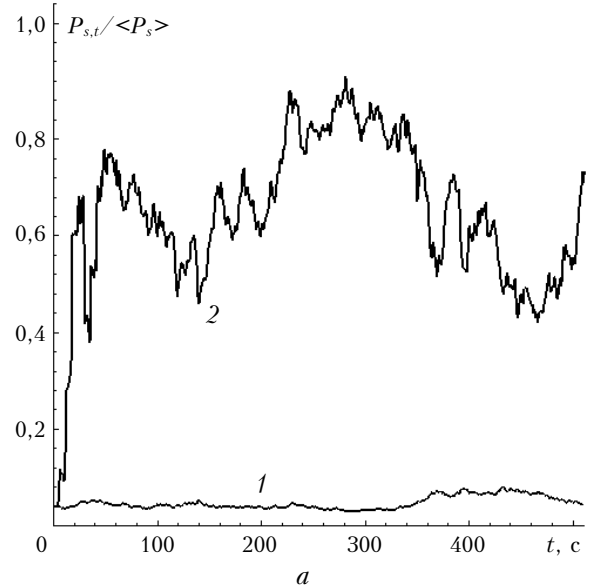


Рис. 3. Компенсация шума при отсутствии регулярных искажений:  $a$  — изменение мощности  $P_{s,t}$ , регистрируемой приемником в процессе адаптивной коррекции (кривая 1) и при отключенном управлении (2),  $\langle P_s \rangle$  — среднее значение мощности;  $b$  — траектория движения алгоритма к экстремуму в пространстве координат управления «наклоны по осям  $X$  и  $Y$ , фокусировка». Штриховая линия соединяет начальную  $(\alpha_0, \beta_1, \beta_2)$  и конечную  $(\alpha_{0,t}, \beta_{1,t}, \beta_{2,t})$  точки траектории. Искажения волнового фронта задаются полиномами (дефокусировка, наклон горизонтальный, наклон вертикальный, астигматизм простой  $\alpha_1$ , астигматизм межосевой  $\alpha_2$ , кома  $\gamma_0$ ) со следующими коэффициентами и дисперсиями коэффициентов:  $\langle \alpha_0 \rangle = 0$ ,  $\langle (\alpha_0)^2 \rangle = 10^{-11}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \beta_1 \rangle = 0$ ,  $\langle (\beta_1)^2 \rangle = 10^{-11}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \beta_2 \rangle = 0$ ,  $\langle (\beta_2)^2 \rangle = 10^{-11}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \alpha_1 \rangle = 0$ ,  $\langle (\alpha_1)^2 \rangle = 3 \cdot 10^{-11}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \alpha_2 \rangle = 0$ ,  $\langle (\alpha_2)^2 \rangle = 7,4 \cdot 10^{-11}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \gamma_0 \rangle = 0$ ,  $\langle (\gamma_0)^2 \rangle = 10^{-14}$  рад<sup>2</sup>

падающая в пределы заданной апертуры, увеличивается в 6–7 раз, т.е. эффективность применения алгоритма является достаточно высокой. Полная компенсация не достигается, наблюдаются флуктуации

параметров излучения в плоскости наблюдения, приводящие к изменениям мощности в апертуре на 30–40% относительно среднего значения.

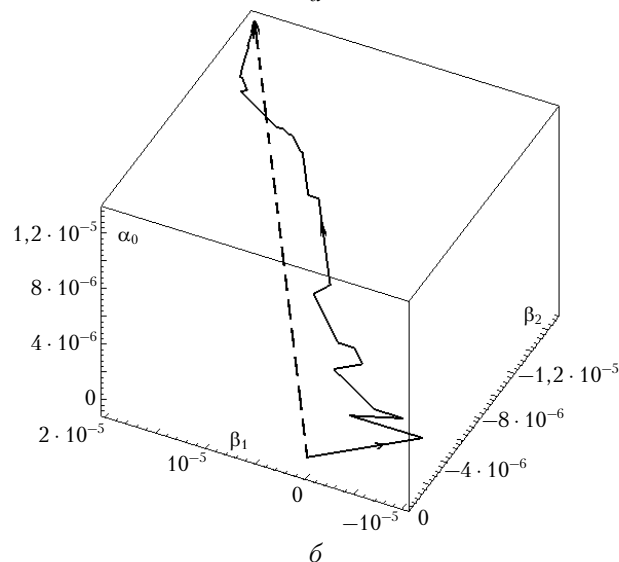
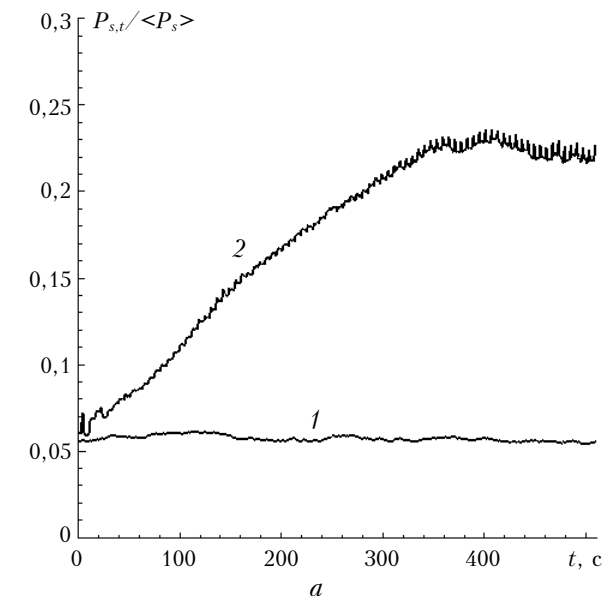


Рис. 4. Управление при наличии шума и регулярных искажений. Нумерация кривых та же, что на рис. 3. Искажения волнового фронта задаются полиномами со следующим набором коэффициентов:  $\langle \alpha_0 \rangle = -10^{-5}$  рад,  $\langle \alpha_0 \rangle^2 = 10^{-12}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \beta_1 \rangle = 2 \cdot 10^{-5}$  рад,  $\langle \beta_1 \rangle^2 = 10^{-13}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \beta_2 \rangle = -3 \cdot 10^{-5}$  рад,  $\langle \beta_2 \rangle^2 = 10^{-13}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \alpha_1 \rangle = 2 \cdot 10^{-6}$  рад,  $\langle \alpha_1 \rangle^2 = 10^{-11}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \alpha_2 \rangle = 0$ ,  $\langle \alpha_2 \rangle^2 = 0$ ,  $\langle \gamma_0 \rangle = -3 \cdot 10^{-8}$  рад,  $\langle \gamma_0 \rangle^2 = 10^{-17}$  рад<sup>2</sup>

Введение в волновой фронт регулярной компоненты искажений при одновременном уменьшении относительного вклада шумовой составляющей привело к увеличению времени сходимости алгоритма (см. рис. 4). В данной ситуации система достигает экстремума за 320–350 итерационных шагов, результирующая мощность (см. рис. 4, кривая 1), попадающая в пределы заданной апертуры, в 4 раза превосходит значения, регистрируемые при разомк-

нутой петле обратной связи (без управления). В системе наблюдаются незначительные, составляющие менее 10% от среднего уровня, остаточные флуктуации параметров.

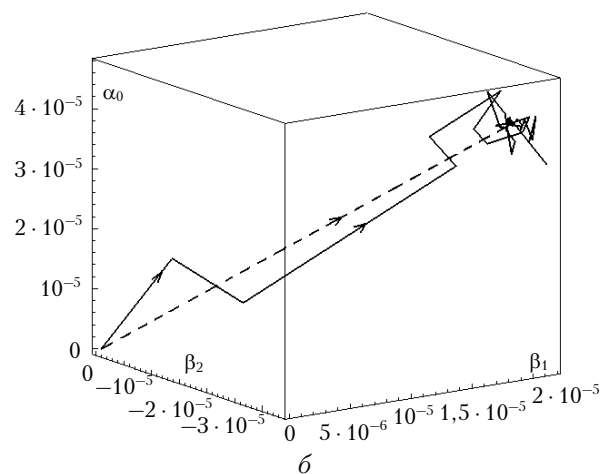
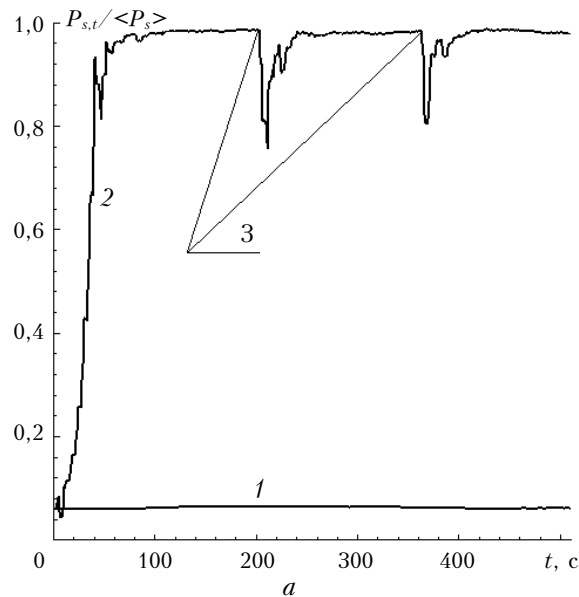


Рис. 5. Влияние величины итерационного шага на скорость сходимости алгоритма. Нумерация кривых та же, что на рис. 3, 4. Цифрой 3 отмечены моменты повторных включений алгоритма компенсации. Параметры задачи соответствуют рис. 4, итерационные шаги для каждой из трех координат управления увеличены в 2 раза

Уменьшение эффективности, по-видимому, объясняется недостаточным быстродействием системы, в результате чего за время наблюдения максимум не был достигнут. Эта особенность подтверждается и анализом траектории движения, на которой значения коэффициентов в точке «финиша» значительно отличаются от значений, введенных в волновой фронт аббераций.

Проблема достаточно легко решается подбором величины итерационного шага. Так, увеличение шага при фиксации остальных параметров задачи (см. рис. 5) приводит к повышению нормированной мощности до значений, близких к единице, и к сокращению числа итерационных шагов до 80–90.

В данном варианте проявилась еще одна особенность реализации алгоритма. Как было указано в п. 1, компенсируемые искажения являются динамическими, их регулярные составляющие изменяются с течением времени. Это учитывалось при построении алгоритма, управление в котором отключалось при малых изменениях мощности в апертуре приемника и включалось снова (на рис. 5 моменты включения отмечены цифрой 3), если отношение  $P_{s,t}/\langle P_s \rangle$  превышало некоторое заданное значение  $\epsilon$ .

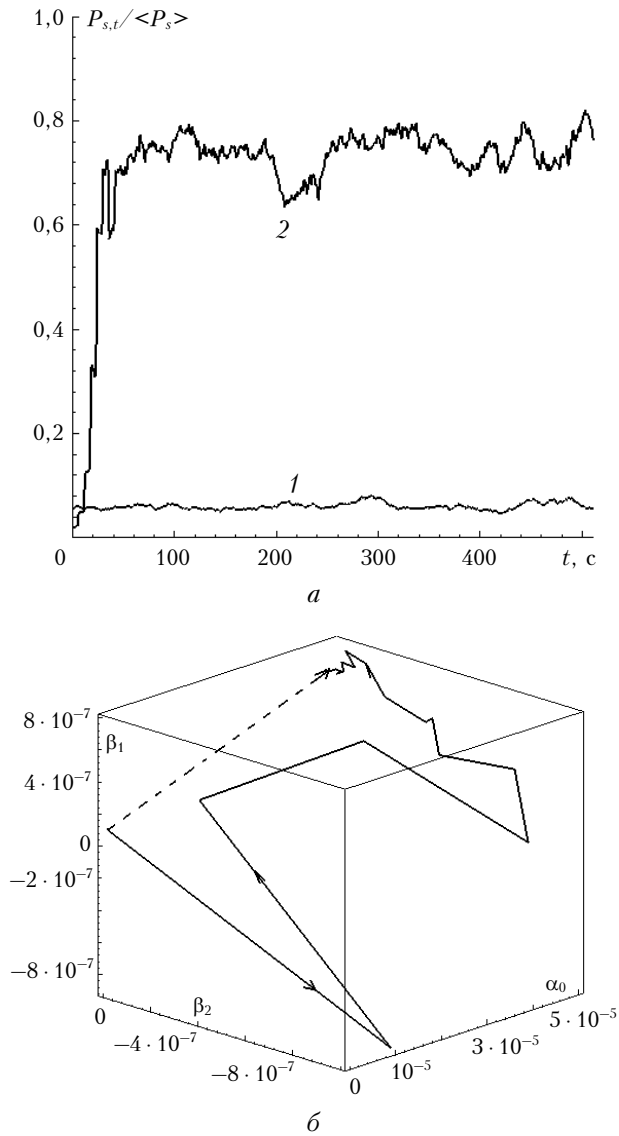


Рис. 6. Иллюстрация работы алгоритма при компенсации умеренных искажений. Коэффициенты полиномов, задающих аберрации:  $\langle \alpha_0 \rangle = -10^{-5}$  рад,  $\langle \alpha_0^2 \rangle = 10^{-11}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \beta_1 \rangle = 1 \cdot 10^{-6}$  рад,  $\langle \beta_1^2 \rangle = 10^{-12}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \beta_2 \rangle = -5 \cdot 10^{-6}$  рад,  $\langle \beta_2^2 \rangle = 10^{-12}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \alpha_1 \rangle = -10^{-6}$  рад,  $\langle \alpha_1^2 \rangle = 10^{-11}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \alpha_2 \rangle = 3 \cdot 10^{-6}$  рад,  $\langle \alpha_2^2 \rangle = 2,74 \cdot 10^{-11}$  рад<sup>2</sup>,  $\langle \gamma_0 \rangle = -3 \cdot 10^{-8}$  рад,  $\langle \gamma_0^2 \rangle = 10^{-17}$  рад<sup>2</sup>

За счет данной операции удавалось удерживать систему в области экстремума, несмотря на изменения искажений в оптическом тракте.

Пример успешного применения алгоритма для коррекции искажений средней интенсивности представлен на рис. 6. Относительно предыдущего варианта здесь была уменьшена как регулярная, так и шумовая составляющая суммарных аберраций. В результате получена практически полная компенсация дефокусировки и одного из наклонов (это видно из сравнения координат точки «финиша» с коэффициентами, задающими искажения), приблизительно в 7 раз увеличена мощность в апертуре приемника.

## Заключение

Анализ возможности применения алгоритма апертурного зондирования в задаче динамической коррекции искажений лазерного излучения, возникающих на участке формирования пучка от источника до выходной апертуры оптической системы, по сигналу обратного рассеяния на атмосферном слое аэрозоля проводился методами численного моделирования на примере моностатической оптической системы с кольцевой выходной и круглой приемной апертурами. Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы.

1. При наличии только шумовой составляющей в искажениях исходного поля средняя мощность, попадающая в пределы заданной апертуры, увеличивается в 6–7 раз относительно пучка без коррекции, экстремум целевой функции достигается за 50–60 итераций, после чего все изменения координат управления локализованы в окрестности максимума.

2. Введение в волновой фронт регулярной компоненты искажений при одновременном уменьшении относительного вклада шума приводит к увеличению времени сходимости алгоритма. В этом случае система достигает экстремума за 320–350 итерационных шагов, результирующая мощность, попадающая в пределы заданной апертуры, в 4 раза превосходит значения, регистрируемые при разомкнутом контуре обратной связи. В системе наблюдаются незначительные, составляющие менее 10% от среднего уровня, остаточные флуктуации параметров.

3. Повышение быстродействия системы (уменьшение числа итераций) может быть достигнуто подбором величины градиентного шага. Так, увеличение шага при фиксации остальных параметров (как в п. 2 заключения) позволяет получить значения нормированной мощности, практически равные единице, и сократить число итерационных шагов до 80–90.

1. *Адаптивная оптика*: Сб. статей: Пер. с англ. / Под ред. Э.А. Витриченко. М.: Мир, 1980. 456 с.
2. *Лукин В.П., Чарноцкий М.И.* Принцип взаимности и адаптивное управление параметрами оптического излучения // *Квант. электрон.* 1982. Т. 9. № 5. С. 952–958.
3. *Zhmilevskii V.V., Ignatiev A.B., Konyaev Yu.A., Morozov V.V., Lukin V.P.* To the problem of backscattered radiation using for closing of adaptive loop: Abstracts of the XI Joint Int. Symp. «Atmospheric and Ocean Optics. Atmospheric Physics». Tomsk, 2004. P. 92.

4. *Банах В.А., Рычков Д.С., Жмылевский В.В., Морозов В.В.* Средняя мощность частично когерентного лазерного пучка, рассеянного на атмосферном слое // Оптика атмосф. и океана. 2007. Т. 20. № 11. С. 953–958.
5. *Банах В.А., Жмылевский В.В., Игнатьев А.Б., Морозов В.В., Рычков Д.С.* О возможности использования обратного аэрозольного рассеяния в адаптивном контуре атмосферных оптических систем // Квант. электрон. 2008. Т. 38. № 8. С. 764–768.
6. *Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И.* Введение в статистическую радиофизику. М.: Наука, 1978. Т. 2. 464 с.
7. *Канев Ф.Ю., Лукин В.П.* Адаптивная оптика. Численные и экспериментальные исследования. Томск: Изд-во ИАО СО РАН, 2005. 250 с.
8. *Dai Z.-G., Mahajan V.N.* Zernike annular polynomials and atmospheric turbulence // J. Opt. Soc. Amer. A. 2007. V. 24. N 1. P. 139–155.

*V.A. Banakh, V.V. Zhmylevskii, A.B. Ignatiev, F.Yu. Kanev, V.V. Morozov, D.S. Rytchkov.* **Compensation for phase distortions of laser beams with use of atmosphere-backscattered signal.**

Simulation results of adaptive compensation of phase random distortions of a laser beam using the received power of backscattered radiation as a control signal are presented in the paper. Calculations are performed for a laser system with a combined optical scheme of a receiving-transmitting channel. Wave front distortions of the laser field at the annular transmitter aperture were simulated by the random phase screen with Gaussian spatial correlation function and exponential temporal correlation function. The influence of the finite speed of the used algorithm and corrector truncations of wave front, on the efficiency of the adaptive control is discussed.