

АДАПТИВНАЯ ОПТИКА

УДК 535.8

Д.А. Безуглов, А.В. Скляров

АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ КОРРЕКТОРОМ ФАЗОВОГО ФРОНТА НА БАЗЕ КРИСТАЛЛОВ LiNbO₃

Ростовский военный институт Ракетных войск

Поступила в редакцию 1.03.99 г.

Принята к печати 18.05.99 г.

На основе метода кусочно-линейной аппроксимации разработан эффективный алгоритм управления корректором фазового фронта на базе электрооптических кристаллов. Проведен анализ точностных характеристик алгоритма при наличии пуассоновских и гауссовских шумов в каналах управления. Получены аналитические выражения для дисперсии ошибки, коэффициентов корреляции результатов восстановления фазового фронта и оценки объема вычислительных затрат.

1. Введение

Турбулентность среды распространения значительно снижает тактико-технические характеристики современных оптических локационных систем. В настоящее время разработаны системы фазового сопряжения [1, 2], позволяющие эффективно компенсировать нестационарные искажения световых пучков при их распространении в возмущенных каналах. В качестве исполнительных устройств таких адаптивных оптических систем обычно используют управляемые зеркала. Наряду с достоинствами корректоры фазового фронта обладают и недостатками. Во-первых, с их помощью затруднительно получить функции отклика заданной формы. Во-вторых, им, как системам в общем случае механическим, присущи такие свойства, как гистерезис и задержка отклика по фазе. Одним из перспективных направлений развития адаптивных оптических систем является применение в них разложения фазового фронта в виде суммы пространственных мод.

В работе [3] исследована возможность использования в качестве корректора фазового фронта электрооптических кристаллов LiNbO₃. Оптическое излучение при прохождении вдоль оси z через систему, составленную из двух последовательно расположенных кристаллов, один из которых повернут относительно этой оси на 90°, приобретает суммарный фазовый сдвиг вида

$$\varphi(x, y) = \frac{1}{2} l_0 n_0^3 r_{33} \left\{ 2 - \frac{E}{l_0} [l(x) - l(y)] \right\}, \quad (1)$$

где l_0 – длина пути оптического излучения по кристаллу; n_0 – коэффициент преломления кристалла; E – напряженность электрического поля между электродами; r_{33} – электрооптический коэффициент кристалла; $l(x)$, $l(y)$ – функции, описывающие форму электродов в плоскостях uox и uoy соответственно.

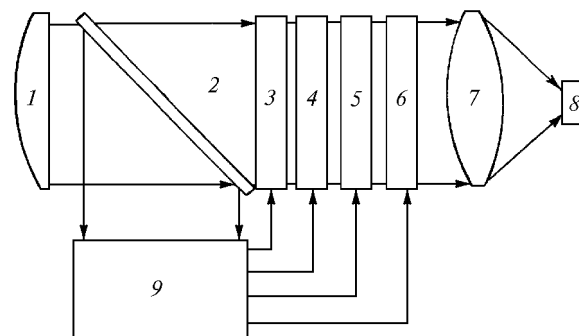
Для реализации корректора фазового фронта, способного компенсировать нестационарные искажения произвольного вида, необходимо последовательно расположить N_x корректоров, вносящих коррекцию вида $l_i(x)$, и N_y кор-

ректоров, вносящих коррекцию вида $l_j(y)$, $i = \overline{1, N_x}$; $j = \overline{1, N_y}$. Суммарный отклик корректора запишется в виде

$$G(x, y) = \sum_{i=1}^{N_x} c_i l_i(x) + \sum_{j=1}^{N_y} d_j l_j(y), \quad (2)$$

где c_i , d_j – весовые коэффициенты, пропорциональные управляющему напряжению на электродах корректора.

Форма управляющего электрода должна изменяться по ширине кристалла. Поэтому ширина входного окна кристалла должна быть много больше его высоты. Это требование ведет к необходимости сжатия оптического пучка в соответствующих плоскостях. Таким образом, один элемент корректора фазового фронта на основе кристалла LiNbO₃ должен представлять собой систему «цилиндрическая линза – кристалл – цилиндрическая линза».



Структурная схема адаптивной оптической системы с корректором фазового фронта на основе кристалла LiNbO₃: 1 – объект; 2 – светоделитель; 3 – корректор c_1x ; 4 – корректор c_2x^2 ; 5 – корректор d_1y ; 6 – корректор d_2y^2 ; 7 – фокусирующая линза; 8 – фотоприемник; 9 – датчик фазового фронта

На рисунке приведена структурная схема гипотетической адаптивной оптической системы, в которой коррекция фазового фронта осуществляется электрооптическими

корректора, позволяющими представить фронт оптической волны в виде совокупности наперед заданных пространственных мод. Для организации управления в такой системе фазового сопряжения необходимо вычисление величин, пропорциональных, в общем случае, коэффициентам c_i , d_j . Решение этой задачи можно осуществить на базе метода кусочно-линейной аппроксимации фазового фронта, впервые описанного в [4]. При этом достаточно важным является вопрос оценки эффективности полученного алгоритма.

Таким образом, целью данной работы являются синтез алгоритма восстановления фазового фронта для гипотетической адаптивной оптической системы с корректором на основе кристаллов LiNbO_3 и оценка его эффективности.

При оценке величины шумовой ошибки следует учитывать тот факт, что в каждом канале датчика Гартмана присутствует слабый сигнал, так как суммарная интенсивность оптического излучения, попадающего на один квадрантный фотоприемник датчика Гартмана, равна I/M^2 , где M^2 – число субапертур. Таким образом, сигнал на выходе каждого квадрантного фотоприемника должен описываться пуассоновской плотностью распределения, поэтому анализ эффективности следует проводить исходя из пуассоновской модели шумов регистрации.

2. Вычисление управляющих воздействий

Рассмотрим задачу в следующей постановке. Компенсация фазовых возмущений оптического излучения осуществляется корректором фазового фронта на основе кристалла LiNbO_3 . Для вычисления функции управляющих воздействий используем метод кусочно-линейной аппроксимации результатов измерений локальных наклонов фазового фронта.

Пусть задана квадратная апертура, состоящая из $M \times M$ одинаковых субапертур, в центре которых измеряются локальные наклоны фазового фронта вида

$$U_{ij} = k^{-1} \frac{\partial \Psi(x_i, y_j)}{\partial x}; \quad V_{ij} = k^{-1} \frac{\partial \Psi(x_i, y_j)}{\partial y}, \quad (3)$$

где k – волновое число; Ψ – функция, описывающая фазовое возмущение.

Рассмотрим j -е ($j = \overline{1, M}$) сечение фазового фронта по координате y . В общем случае сечение фазового фронта представляет собой случайную функцию от координаты x_i ($i = \overline{1, M}$). Разобьем сечение фазового фронта на M интервалов, на каждом из которых значение фазового фронта аппроксимируется отрезком прямой:

$$z_i = a_i + U_i x_i, \quad (4)$$

где a_i – фазовый сдвиг на i -м интервале; z_i – результат кусочно-линейной аппроксимации фазового фронта на этом интервале. В выражении (4) и далее опущены индексы j .

Для нахождения значений a_i воспользуемся методом, изложенным в [4]. Условие стыковки при этом запишем в виде

$$a_i + U_i x_i = a_{i+1} + U_{i+1} x_i, \quad (5)$$

где x_i – значение координаты в точке I .

В соответствии с (5) можно записать систему из $M-1$ линейных уравнений:

$$a_{m-1} - a_m = (U_m - U_{m-1})x_{m-1}; \quad m = \overline{2, M}. \quad (6)$$

Еще одно уравнение, дополняющее систему (6), получим из условия обеспечения равенства нулю средней фазы на всей апертуре:

$$\sum_{i=1}^M \int_{x_{i-1}}^{x_i} (a_i + U_i x) dx = 0. \quad (7)$$

С учетом того, что $x_i = \Delta x i$, $\Delta x = L/M$, L – размер апертуры датчика, после интегрирования выражение (7) примет вид

$$\sum_{i=1}^M a_i = -\frac{\Delta x}{2} \sum_{i=1}^M U_i (2i - 1). \quad (8)$$

Таким образом, получим систему линейных уравнений

$$\begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_{M-1} \\ a_M \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{M-1} \\ \gamma \end{pmatrix}, \quad (9)$$

где $b_i = (U_{i+1} - U_i) \Delta x$; $\gamma = -\frac{\Delta x}{2} \sum_{i=1}^M U_i (2i - 1)$.

Решая (9), получим алгоритм восстановления реального фазового фронта по результатам измерений его локальных наклонов:

$$a_i = \frac{\Delta x}{M} \left[\sum_{q=i}^{M-1} (M-q) q (U_{q+1} - U_q) - \sum_{q=1}^{i-1} q^2 (U_{q+1} - U_q) - \frac{1}{2} \sum_{q=1}^M (2q-1) U_q \right]. \quad (10)$$

Проводя процедуру (10) по всем строкам массива U и по всем столбцам массива V , получаем значение фазового сдвига на ij -субапертуре по координатам x и y соответственно. Вернемся к индексации по строкам и столбцам, тогда восстановленный на всей апертуре фазовый фронт запишется как

$$\Phi_{ij} = \frac{1}{2} (a_{ij}^x + a_{ij}^y + U_{ij} x_i + V_{ij} y_j), \quad (11)$$

где a_{ij}^x , a_{ij}^y – результат кусочно-линейной аппроксимации по строкам и столбцам матрицы апертуры соответственно.

Аберрации фазового фронта хорошо описываются полиномами не выше третьей степени [1]. Из этого следует, что для реализации корректора фазового фронта, способного компенсировать нестационарные искажения по крайней мере на 70–80%, достаточно в (2) принять $N_x = N_y = 2$, $l_i(x) = x^i$, $l_j(y) = y^j$. Определение коэффициентов полинома разложения можно объединить с задачей получения оценок средних наклонов. Для этого воспользуемся результатами кусочно-линейной аппроксимации и представим восстановленный фазовый фронт функцией вида

$$G(x, y) = c_1x + d_1y + c_2x^2 + d_2y^2. \quad (12)$$

Найдем коэффициенты c_i, d_j методом наименьших квадратов, который для рассматриваемой задачи имеет вид

$$F(G(x, y)) = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^M (c_1x + d_1y + c_2x^2 + d_2y^2 - \Phi_{j,i})^2 \rightarrow \min, \quad (13)$$

где $F(G(x, y))$ – среднеквадратическое отклонение.

Для определения коэффициентов разложения приравняем нулю производные $\frac{\partial F(G(x, y))}{\partial c_h}, \frac{\partial F(G(x, y))}{\partial d_h}, h = 1, 2$. Получим систему линейных уравнений, матричная форма которой имеет вид

$$\begin{pmatrix} \overline{x^2} & \overline{xy} & \overline{x^3} & \overline{y^2x} \\ \overline{xy} & \overline{y^2} & \overline{x^2y} & \overline{y^3} \\ \overline{x^3} & \overline{yx^2} & \overline{x^4} & \overline{y^2x^2} \\ \overline{xy^2} & \overline{y^3} & \overline{x^2y^2} & \overline{y^4} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} c_1 \\ d_1 \\ c_2 \\ d_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Phi x \\ \Phi y \\ \Phi x^2 \\ \Phi y^2 \end{pmatrix}, \quad (14)$$

$$\text{где } \overline{(*)} = \frac{1}{M} \sum_i (*); \quad \overline{(*)} = \frac{1}{M^2} \sum_j \sum_i (*);$$

Решая (14) методом обращения, получим вектор управляющих воздействий $\|c_1d_1c_2d_2\|^T$.

3. Оценка точности и вычислительных затрат

Проведем анализ шумовых ошибок восстановления фазового фронта при использовании предложенного метода. Будем вести речь о случайных величинах, что позволит упростить математические выкладки. Анализ проведем с учетом следующих условий. Датчик фазового фронта гартмановского типа адаптивной оптической системы регистрирует слабый оптический сигнал. Ошибки измерения на соседних субапертурах адаптивной оптической системы независимы. Физически это можно обосновать тем, что регистрация оптических сигналов в различных каналах датчика фазового фронта осуществляется различными квадрантными фотоприемниками. При большом M размеры квадрантного фотоприемника много меньше размеров апертуры. Тогда на выходе каждого фотоприемника датчика Гартмана будет регистрироваться смесь сигнала и шума, плотность распределения которой описывается выражением [5]:

$$P(n_{i,j}) = \exp[-(\lambda + \mu)] \times \sum_{s=-\infty}^{\infty} I_s(1 + \mu) J_{s-n_{i,j}}(\lambda - \mu), \quad (15)$$

где λ, μ – параметры пуассоновского шума на противоположных ячейках квадрантного фотоприемника; I_s – модифицированная функция Бесселя s -порядка; $J_{s-n_{i,j}}$ – функция Бесселя $s-n_{i,j}$ -порядка.

Для корреляционного момента ошибок измерений на соседних субапертурах справедливо равенство

$$\alpha_{11} = 0. \quad (16)$$

Первый и второй начальные моменты ошибок измерений локальных наклонов α_1, α_2 в пределах квадрантного фотоприемника можно полагать постоянными и равными [5] для пуассоновской и гауссовской модели шума соответственно:

$$\alpha_{1p} = \lambda - \mu; \quad \alpha_{2p} = \lambda + \mu + \lambda^2 + \mu^2 - 2\lambda\mu; \quad \alpha_{1g} = m_n = 0; \quad \alpha_{2g} = \sigma_n^2, \quad (17)$$

где m_n и σ_n^2 – математическое ожидание и дисперсия гауссовского шума.

С учетом принципа суперпозиции и в силу линейности полученного метода восстановления при анализе ошибок восстановления можно рассмотреть на входе устройства, реализующего данный алгоритм, сигналы вида

$$U_{j,i} = n_{j,i}^x; \quad V_{j,i} = n_{j,i}^y, \quad (18)$$

где $n_{j,i}^x, n_{j,i}^y$ – статистически независимые шумы измерений по строкам и столбцам матрицы соответственно.

Рассмотрим сечение фазового фронта по координате y . Тогда момент первого порядка шумовой ошибки запишется следующим образом:

$$\langle n_{i,j} \rangle = \left\langle \frac{\Delta x}{M} \left[\sum_{q=i}^{M-1} (M-q) q (n_{i+1,j} - n_{i,j}) - \sum_{q=i}^{i-1} q^2 (n_{i+1,j} - n_{i,j}) - \frac{1}{2} \sum_{q=1}^M n_{i,j} (2q-1) \right] \right\rangle. \quad (19)$$

В (19) и ниже верхние индексы опущены. Проводя несложные преобразования и пренебрегая членами порядка $1/M^2$ и меньше, выражение (19) можно записать в виде

$$\langle n_{i,j} \rangle \approx \left\langle \left(\frac{M}{6} - \frac{1}{3M} - \frac{1}{6} \right) (n_{i+1,j} - n_{i,j}) - \frac{1}{2} n_{i,j} \right\rangle \approx -\frac{1}{2} \alpha_1. \quad (20)$$

Таким образом, с учетом (17) математическое ожидание шумовой ошибки восстановления будет равно:

для пуассоновской модели шума

$$m_p = -\frac{1}{2} \alpha_{1p} = -\frac{1}{2} (\lambda - \mu) \quad \text{при } (\lambda - \mu) \neq 0;$$

$$m_p = 0 \quad \text{при } (\lambda - \mu) = 0; \quad (21)$$

для гауссовской модели шума

$$m_g = -\frac{1}{2} \alpha_{1g} = 0. \quad (22)$$

Момент второго порядка шумовой ошибки запишется в виде

$$\begin{aligned} \langle n_{i,j}^2 \rangle = & \left\langle \frac{\Delta x}{M} \left[\sum_{q=i}^{M-1} (M-q) q (n_{i+1,j} - n_{i,j}) - \sum_{q=i}^{i-1} q^2 (n_{i+1,j} - n_{i,j}) - \frac{1}{2} \sum_{q=1}^M n_{i,j} (2q-1) \right] \right\rangle^2 \times \\ & \times \left\langle \frac{\Delta x}{M} \left[\sum_{q=i}^{M-1} (M-q) q (n_{i+1,j} - n_{i,j}) - \sum_{q=i}^{i-1} q^2 (n_{i+1,j} - n_{i,j}) - \frac{1}{2} \sum_{q=1}^M n_{i,j} (2q-1) \right] \right\rangle. \quad (23) \end{aligned}$$

Учитывая слагаемые, вносящие наибольший вклад, имеем

$$\begin{aligned} \langle n_{ij}^2 \rangle &\approx \left\langle \left[\left(\frac{M}{6} - \frac{1}{3M} - \frac{1}{6} \right) (n_{i+1,j} - n_{ij}) - \frac{1}{2} n_{ij} \right]^2 \right\rangle \approx \\ &\approx \left(\frac{M^2}{18} - \frac{M}{18} - \frac{2}{9M} \right) a_2. \end{aligned} \quad (24)$$

Таким образом, дисперсию шумовой ошибки восстановления окончательно запишем в виде

$$\sigma^2 = \left(\frac{M^2}{18} - \frac{M}{18} - \frac{2}{9M} \right) \alpha_2 + \frac{1}{4} \alpha_1^2. \quad (25)$$

С учетом (17) получим выражение для оценки шумовой ошибки в условиях пуассоновских шумов:

$$\sigma_p^2 = \left(\frac{M^2}{18} - \frac{M}{18} - \frac{2}{9M} \right) (\lambda + \mu - 2\lambda\mu + \lambda^2 + \mu^2) + \frac{1}{4} (\lambda - \mu)^2. \quad (26)$$

Из анализа (26) видно, что в случае плоского фазового фронта шумовая ошибка будет наименьшей и равной

$$\sigma_p^2 = \left(\frac{M^2}{18} - \frac{M}{18} - \frac{2}{9M} \right) 2\lambda \quad \text{при } \lambda = \mu. \quad (27)$$

Для сравнения с известным алгоритмом восстановления фазового фронта [6] получим выражение для шумовой ошибки в условиях гауссовских шумов. С учетом (17) эта ошибка запишется в виде

$$\sigma_g^2 = \left(\frac{M^2}{18} - \frac{M}{18} - \frac{2}{9M} \right) \sigma_n^2. \quad (28)$$

Таким образом, полученные аналитические выражения позволяют проводить сравнительный анализ с известными алгоритмами по точности восстановления фазового фронта.

Большой интерес представляет степень корреляции результатов восстановления фазового фронта. Корреляционный момент для результатов аппроксимации фазового фронта на двух произвольных субапертурах запишется как

$$\begin{aligned} \langle n_{ij} n_{w,j} \rangle &= \left\langle \frac{\Delta x}{M} \left[\sum_{q=i}^{M-1} (M-q) q (n_{i+1,j} - n_{ij}) - \right. \right. \\ &- \sum_{q=i}^{i-1} q^2 (n_{i+1,j} - n_{ij}) - \left. \frac{1}{2} \sum_{q=1}^M n_{ij} (2q-1) \right] \rangle \times \\ &\times \left\langle \frac{\Delta x}{M} \left[\sum_{q=i}^{M-1} (M-q) q (n_{w+1,j} - n_{w,j}) - \right. \right. \\ &- \sum_{q=i}^{i-1} q^2 (n_{w+1,j} - n_{w,j}) - \left. \frac{1}{2} \sum_{q=1}^M n_{w,j} (2q-1) \right] \rangle ; \\ w &\neq \begin{cases} i+1 \\ i-1 \end{cases}. \end{aligned} \quad (29)$$

Учитывая слагаемые, вносящие наибольший вклад, и при условии (16) имеем

$$\begin{aligned} \langle n_{ij} n_{w,j} \rangle &\approx \left\langle \left[\left(\frac{M}{6} - \frac{1}{3M} - \frac{1}{6} \right) (n_{i+1,j} - n_{ij}) - \frac{1}{2} n_{ij} \right] \times \right. \\ &\times \left. \left[\left(\frac{M}{6} - \frac{1}{3M} - \frac{1}{6} \right) (n_{w+1,j} - n_{w,j}) - \frac{1}{2} n_{w,j} \right] \right\rangle = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \left\langle \left(\frac{M^2}{36} - \frac{M}{18} + \frac{2}{9M} \right) (n_{i+1} n_{w+1} - n_i n_{w+1} - n_{i+1} n_w + n_i n_w) - \right. \\ &- \left(\frac{M}{12} - \frac{1}{6M} - \frac{1}{12} \right) (n_{w+1} n_i - n_w n_i + n_{i+1} n_w - n_i n_w) - \frac{1}{4} n_i n_w \rangle = 0. \end{aligned} \quad (30)$$

Таким образом, результаты аппроксимации фазового фронта на двух произвольных субапертурах некоррелированы.

Корреляционный момент для результатов аппроксимации фазового фронта на двух соседних субапертурах запишется в виде

$$\begin{aligned} \langle n_{ij} n_{i+1,j} \rangle &= \left\langle \frac{\Delta x}{M} \left[\sum_{q=i}^{M-1} (M-q) q (n_{i+1,j} - n_{ij}) - \right. \right. \\ &- \sum_{q=i}^{i-1} q^2 (n_{i+1,j} - n_{ij}) - \left. \frac{1}{2} \sum_{q=1}^M n_{ij} (2q-1) \right] \rangle \times \\ &\times \left\langle \frac{\Delta x}{M} \left[\sum_{q=i}^{M-1} (M-q) q (n_{i+2,j} - n_{i+1,j}) - \right. \right. \\ &- \sum_{q=i}^{i-1} q^2 (n_{i+2,j} - n_{i+1,j}) - \left. \frac{1}{2} \sum_{q=1}^M n_{i+1,j} (2q-1) \right] \rangle. \end{aligned} \quad (31)$$

Проводя преобразования, аналогичные (30), и учитывая (17), имеем

$$\begin{aligned} \langle n_{ij} n_{i+1,j} \rangle &\approx \left\langle \left[\left(\frac{M}{6} - \frac{1}{3M} - \frac{1}{6} \right) (n_{i+1,j} - n_{ij}) - \frac{1}{2} n_{ij} \right] \times \right. \\ &\times \left. \left[\left(\frac{M}{6} - \frac{1}{3M} - \frac{1}{6} \right) (n_{i+2,j} - n_{i+1,j}) - \frac{1}{2} n_{i+1,j} \right] \right\rangle = \\ &= \langle n_{ij} n_{i+1,j} \rangle \approx \left(\frac{-M^2}{36} + \frac{M}{18} + \frac{2}{9M} + \frac{1}{2} \right) (\lambda + \mu - 2\lambda\mu + \lambda^2 + \mu^2). \end{aligned} \quad (32)$$

Таким образом, корреляционный момент результатов аппроксимации фазового фронта на соседних субапертурах пропорционален ошибке измерений и зависит от числа субапертур.

Проведем оценку вычислительных затрат, необходимых для реализации предложенного метода восстановления фазового фронта. Для получения одного значения a_{ij} необходимо выполнить $7M^2/2 + 3M^2 + 3$ машинных операций. Поскольку число субапертур равно M^2 , а на каждой субапертуре производятся два измерения локальных наклонов, то на вычисление a_{ij} по всей апертуре необходимо $2M^2(7M^2/2 + 3M^2 + 3)$ машинных операций. С учетом операций, необходимых для сшивания результатов измерений в плоскостях $z=0x$ и $z=0y$, вычислительные затраты, необходимые для реализации всего алгоритма, запишутся в виде

$$Q = 13M^4 + 8M^2. \quad (33)$$

Выражение (33) позволяет проводить сравнительный анализ с известными алгоритмами по объему вычислительных затрат.

4. Выводы

Таким образом, в статье предложены структурная схема малопараметрического корректора фазового фронта, способного компенсировать нестационарные искажения произвольного вида, и алгоритм управления им. Применение в качестве исполнительного устройства электрооптических кристаллов LiNbO_3 позволяет исключить такие явления, как гистерезис и задержка отклика по фазе.

Получены аналитические выражения для оценки шумовой ошибки и корреляционных моментов результатов восстановления фазового фронта на соседних субапертурах на фоне пуассоновских и гауссовских шумов. Эти выражения могут быть использованы для анализа качества алгоритмов фазового сопряжения. На фоне пуассоновских шумов величина шумовой ошибки принимает минимальное значение в случае плоского фазового фронта. Результаты восстановления фазового фронта на произвольных субапертурах независимы, при этом корреляционные свойства проявляются только между соседними субапертурами и пропорциональны ошибке измерений локальных наклонов.

Предложенный метод был реализован на персональной ЭВМ Pentium 166MMX с помощью математического приложения MATHCAD-7 Pro. Результаты моделирова-

ния и сравнительного анализа с алгоритмом восстановления фазового фронта [6] показали что, предложенный в данной статье алгоритм при незначительном снижении точности восстановления фазового фронта позволяет уменьшить вычислительные затраты в $\approx M(0,08M^2 + 0,5M)$ раз. Алгоритм является универсальным и может быть реализован как с использованием аналоговых устройств [7], так и с помощью современных высокопроизводительных параллельных вычислительных средств.

1. Лукин В.П. Атмосферная адаптивная оптика. Новосибирск: Наука, 1986. 247 с.
2. Воронцов М.А., Шмальгаузен В.И. Принципы адаптивной оптики. М.: Наука, 1985. 336 с.
3. Безуглов Д.А., Матронос З.П., Мищенко Е.Н. и др. // Оптика атмосферы. 1990. N 7. С. 723–728.
4. Безуглов Д.А., Мищенко Е.Н., Серпенинов О.В. // Оптика атмосферы. 1991. Т. 4. N 2. С. 161–165.
5. Безуглов Д.А., Мищенко Е.Н. // Оптика атмосферы и океана. 1995. Т. 8. N 3. С. 397–404.
6. Адаптивная оптика / Под ред. Э.А. Витриченко. М.: Мир, 1980. 454 с.
7. А.с. N 4361099/25–10 от 7.01.88 г. GO2B27/00 Датчик волнового фронта / Безуглов Д.А., Мищенко Е.Н., Тюриков В.Л.

D.A. Bezuglov, A.V. Sklyarov. Algorithm for Controlling Phase Front Corrector Based on Electrooptical Crystals LiNbO_3 .

On the basis of the piecewise linear approximation, an efficient controlling algorithm for the phase front corrector has been developed in terms of electrooptical crystals. The analysis of the algorithm precision characteristics in the presence of the poissonian and gaussian noises in the control channels has been carried out. The analytical expressions for error dispersion, correlation coefficients for the results phase front restoration and the estimation of the computing expenses have been derived.