

## ОПТИЧЕСКИЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 681.142 : 519.27

В. П. ИВАНЧЕНКОВ, О. В. ОРЛОВ  
(Томск)

### ЭКВИВАЛЕНТНАЯ ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ ПРИ ЧАСТИЧНО КОГЕРЕНТНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКЕ ИНФОРМАЦИИ

При частотном анализе частично когерентных оптических систем (ОВС), развитию которых уделяется в последнее время все большее внимание [1, 2], имеет место ряд трудностей и проблем. Последнее связано с тем, что на качество изображений, формируемых на выходе таких ОВС, существенным образом влияют не только свойства самих оптических систем, но и когерентность используемого излучения, что, в частности, предопределяет неприменимость к ним обычных понятий оптических передаточных функций [3]. Тем не менее, как показано в [4, 5], частотный подход при анализе частично когерентных систем формирования изображений часто оказывается чрезвычайно полезным, так как позволяет во многих случаях лучше понять физику оптических преобразований, обоснованно установить требования на когерентность света и свойства системы. В данной работе рассматриваются общие вопросы частотного представления ОВС с пространственно-некогерентным источником излучения применительно к решению задач оптической фильтрации изображений.

**Общие положения.** Основные особенности и свойства таких ОВС можно установить на примере анализа типичной схемы оптического процессора (рис. 1, а), используемой для пространственной фильтрации изображений. Будем считать, что в плоскости  $\Pi_0$  процессора формируется пространственно-некогерентный квазимонохроматический источник излучения, когерентные свойства которого определяются функцией взаимной интенсивности (ФВИ)  $\Gamma_0(\rho'_0, \rho''_0) = I_0(\rho'_0) \delta(\rho'_0 - \rho''_0)$ . В плоскости  $\Pi_1$  системы расположен оптический транспарант с коэффициентом пропускания по комплексной амплитуде  $t(\rho_1)$ , в плоскости  $\Pi_2$  находится пространственный фильтр  $H(\rho_2)$ . Используя методику, изложенную в [6], ФВИ на выходе оптического процессора при  $1/l_0 + 1/l_1 = 1/f_1$ ,  $1/l_1 + 1/l_2 = 1/f_2$  можно представить в виде

$$\Gamma(\rho', \rho'') = \frac{v_*^6 l_1^2}{l_0^2} \Psi[1/l_2] \left\{ (\tilde{V}[v_*] F \hat{H}) \otimes \left[ (\tilde{V}[-l_1/l_2] T) \tilde{V} \left[ \frac{-v_* l_1}{l_0} \right] \right] \times \right. \\ \left. \times F \Psi[1/l_0] \Gamma_0(\rho', \rho'') \right\},$$

где  $\hat{H} = H(\rho') H^*(\rho'')$ ,  $T = t(\rho') t^*(\rho'')$ ,  $v_* = v_0/c l_2$ ,  $v_0$  — средняя частота оптического излучения. Переходя от операторной формы записи к интег-

ральной при  $l_0 = l_1 = l_2$ ,  $\rho' = \rho'' = \rho$ , можно получить выражение для распределения интенсивности в выходной плоскости оптического процессора

$$I(\rho) = \int_{-\infty}^{\infty} |t(-\rho) \otimes h_{\Pi}(\rho, \tilde{\rho}_0)|^2 d\tilde{\rho}_0, \quad (1)$$

$$\text{где} \quad h_{\Pi}(\rho, \tilde{\rho}_0) = v_*^2 h(v_* \rho) I_0^{1/2}(\tilde{\rho}_0/v_*) \exp(j2\pi \rho \tilde{\rho}_0), \quad (2)$$

$h(\rho) = \mathcal{F}^{-1}\{H(\tilde{\rho}_2)/v_*\}$  — весовая функция фильтра,  $\tilde{\rho}_i = \rho_i v_*$ ,  $i = 0$ ; 2 — векторная пространственная частота. Анализируя (1), (2), можно сделать заключение, что распределение интенсивности источника оказывается как бы приведенным к весовой функции фильтра, установленного в плоскости  $\Pi_2$ . Функцию  $h_{\Pi}$  в дальнейшем будем называть приведенной весовой функцией (ПВФ) частично когерентной ОВС. ПВФ характеризует линейную передачу системы по комплексной амплитуде, реализуемую для различных точек  $\rho_0$  источника излучения. Если интеграл (1) записать как дискретную сумму, то оптический процессор можно представить в виде многоканальной системы, структурная схема которой приведена на рис. 1, б (для одномерного случая). Число оптических каналов  $2N_x + 1$ , которые могут рассматриваться в системе статистически независимыми, зависит от ФВИ поля, освещающего транспарант  $t(\rho)$ . При этом изображение на выходе системы представляет собой некогерентную суперпозицию откликов отдельных каналов. Очевидно, что при когерентном источнике структурная схема ОВС будет представлена в виде одного канала. Осуществляя фурье-преобразование ПВФ по переменной  $\rho$ , можно прийти к частотному описанию линейных свойств системы

$$H_{\Pi}(\tilde{\rho}_2, \tilde{\rho}_0) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\Pi}(\rho, \tilde{\rho}_0) \exp(-j2\pi \tilde{\rho}_2 \rho) d\rho = H\left(\frac{\tilde{\rho}_2 - \tilde{\rho}_0}{v_*}\right) I_0^{1/2}(\tilde{\rho}_0/v_*).$$

Назовем  $H_{\Pi}(\tilde{\rho}_2, \tilde{\rho}_0)$  приведенной частотной характеристикой (ПЧХ) системы. ПЧХ позволяет объяснить основные особенности в реализации пространственной фильтрации изображений при частично когерентном излучении. Так, если характеристика исходного фильтра в общем виде представляется комплексной функцией

$$H(\rho_2) = |H(\rho_2)| \exp[j\varphi(\rho_2)],$$

то в случае частично когерентного излучения ПЧХ примет вид

$$\begin{aligned} H_{\Pi}(\tilde{\rho}_2, \tilde{\rho}_0) &= \left| H\left(\frac{\tilde{\rho}_2 - \tilde{\rho}_0}{v_*}\right) \right| I_0^{1/2}(\tilde{\rho}_0/v_*) \exp\left[j\varphi\left(\frac{\tilde{\rho}_2 - \tilde{\rho}_0}{v_*}\right)\right] = \\ &= |H_{\Pi}(\tilde{\rho}_2, \tilde{\rho}_0)| \exp[j\varphi_{\Pi}(\tilde{\rho}_2, \tilde{\rho}_0)]. \end{aligned}$$

Видно, что амплитудная характеристика такого фильтра смещается по отношению к истинному положению на величину  $\rho_0$  и оказывается промодулированной функцией  $I_0^{1/2}(\tilde{\rho}_0/v_*)$ . При этом фазовая характеристика фильтра смещается на величину  $\rho_0$ . Для иллюстрации изложенного на рис. 2 изображены модуль и аргумент ПЧХ и их сечения при  $\tilde{x}_0 = 0$  и  $\tilde{x}_0 = \tilde{x}_{0,1}$  для ОВС, в которой принималось

$$I_0(x_0) = (1/2d) \exp[-\pi(x_0/2d)^2]; \quad (3)$$

$$H(x_2) = \text{rect}((x_2 - b)/2D) \exp[-jq(x_2 - b)^2],$$

где  $2d$ ,  $2D$  — ширина источника излучения и размер фильтра соответственно.

ПЧХ описывает линейные свойства рассматриваемой ОВС в частотной области по отношению к передаче комплексной амплитуды поля. Тем не менее использование данной характеристики при анализе и синтезе частично когерентных ОВС часто сопряжено с определенными трудностями, так как она имеет более сложную структуру и зависит от большего числа переменных, чем частотные характеристики, описывающие фильтрацию изображений в когерентном свете. Упростить анализ можно путем нахождения частотной характеристики, позволяющей в интегральной форме учитывать свойства используемых источников излучения. Для этого введем важное понятие эквивалентной передаточной функции (ЭПФ), определяемой как

$$H_3(\tilde{\rho}_2) = \int_{-\infty}^{\infty} H_{\Pi}(\tilde{\rho}_2, \tilde{\rho}_0) d\tilde{\rho}_0 = H(\tilde{\rho}_2/v_*) \otimes I_0^{1/2}(\tilde{\rho}_2/v_*). \quad (4)$$

Введение ЭПФ дает возможность приближенно представить ОВС в виде эквивалентной системы (см. рис. 1, б). При этом структура реализуемых в частично когерентной ОВС преобразований становится подобной (эквивалентной) структуре преобразований, осуществляемых при фильтрации изображений в когерентном свете. Для эквивалентной системы функция распределения интенсивности на ее выходе может быть записана как

$$I_3(\rho) = |t(-\rho) \otimes h_3(\rho)|^2, \quad (5)$$

где  $h_3(\rho) = \mathcal{F}^{-1}\{H_3(\rho_2)\}$  — импульсный отклик эквивалентной системы. Введение ЭПФ во многих случаях существенно упрощает решение задач анализа и синтеза частично когерентных ОВС. Однако возможность такого представления требует определения условий, при которых ЭПФ может быть использована для описания частотных характеристик частично когерентной ОВС. Перейдем к исследованию этого вопроса.

**Исследование частично когерентной ОВС методами гармонического анализа.** Определение условий применимости ЭПФ, очевидно, следует производить путем анализа выражений, характеризующих распределение интенсивности на выходе ОВС при ее точном и приближенном представлении. Из (1), (5) видно, что в обоих случаях интенсивность  $I(\rho)$  связана с сигналом  $t(\rho)$  нелинейно. Для упрощения без потери общности дальнейшие исследования будем проводить для одномерного случая. Предположим, что на оптический транспарант записан сигнал

$$t(x) = (1/2)(1 + m \cdot \cos 2\pi/x).$$

Обозначим в выражении (1)

$$g(x, \tilde{x}_0) = t(-x) \otimes h_{\Pi}(x, \tilde{x}_0).$$

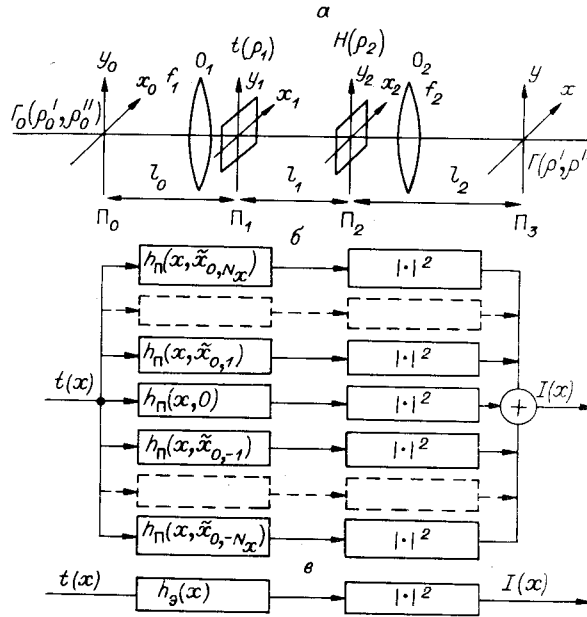


Рис. 1

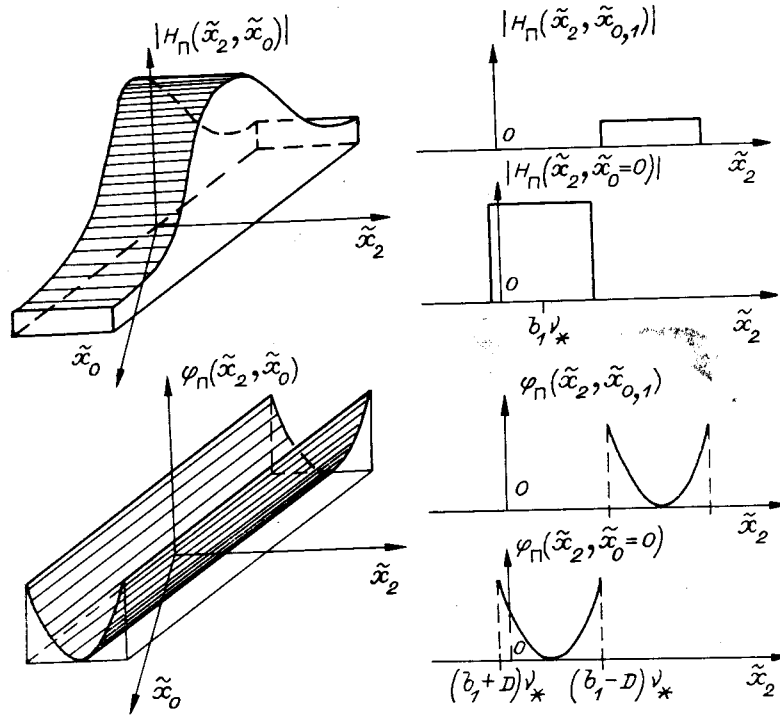


Рис. 2

Фурье-преобразование функции  $g$  будет иметь вид

$$\begin{aligned}
 G(\tilde{x}_2, \tilde{x}_0) &= \int_{-\infty}^{\infty} g(x, \tilde{x}_0) \exp(-j2\pi\nu_*\tilde{x}_2x) dx = \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ \delta(\tilde{x}_2) + \frac{m}{2} \delta(\tilde{x}_2 - f) + \frac{m}{2} \delta(\tilde{x}_2 + f) \right\} H_{\Pi}(\tilde{x}_2, \tilde{x}_0),
 \end{aligned}$$

где  $\tilde{x}_2 = x_2\nu_*$ . Отсюда

$$\begin{aligned}
 g(x, \tilde{x}_0) &= \int_{-\infty}^{\infty} G(\tilde{x}_2, \tilde{x}_0) \exp(j2\pi\tilde{x}_2x) d\tilde{x}_2 = \\
 &= \frac{1}{2} H_{\Pi}(0, \tilde{x}_0) + \frac{m}{4} H_{\Pi}(f, \tilde{x}_0) \exp(j2\pi fx) + \frac{m}{4} H_{\Pi}(-f, \tilde{x}_0) \exp(-j2\pi fx).
 \end{aligned} \tag{6}$$

Подставляя (6) в (1), после ряда преобразований получим следующее выражение для интенсивности в выходной плоскости оптического процессора:

$$\begin{aligned}
 I(x) &= \frac{1}{4} \{ A(f) + B(f) \cos[2\pi fx + \varphi_B(f)] + \\
 &+ B(-f) \cos[-2\pi fx + \varphi_B(-f)] + C(f) \cos[2\pi 2fx + \varphi_C(f)] \},
 \end{aligned} \tag{7}$$

где  $A(f) = H_A(0) + (m^2/4)H_A(f) + (m^2/4)H_A(-f)$ , а оставшиеся члены определяются следующим образом:

$$\begin{aligned}
 H_A(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} |H_{\Pi}(f, \tilde{x}_0)|^2 d\tilde{x}_0; \\
 B(f) &= m |H_B(f)| = m \left| \int_{-\infty}^{\infty} H_{\Pi}(f, \tilde{x}_0) H_{\Pi}^*(0, \tilde{x}_0) d\tilde{x}_0 \right|;
 \end{aligned} \tag{8}$$

$$C(f) = \frac{m^2}{2} |H_C(f)| = \frac{m^2}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} H_{\Pi}(f, \tilde{x}_0) H_{\Pi}^*(-f, \tilde{x}_0) d\tilde{x}_0 \right|;$$

$$\varphi_B(f) = \arg \{H_B(f)\}, \quad \varphi_C(f) = \arg \{H_C(f)\}.$$

Как и следовало ожидать, за счет нелинейности преобразований отклик системы на гармонический сигнал согласно (7) содержит, наряду с постоянной составляющей и первой гармоникой, также составляющую, определяющую вторую гармонику.

Для нахождения распределения интенсивности в эквивалентной системе аналогично обозначим в (5)

$$g(x) = t(-x) \otimes h_0(x).$$

Тогда

$$G(\tilde{x}_2) = (1/2) \{ \delta(\tilde{x}_2) + (m/2) \delta(\tilde{x}_2 - f) + (m/2) \delta(\tilde{x}_2 + f) \} H_0(\tilde{x}_2),$$

откуда

$$g(x) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\tilde{x}_2) \exp(j2\pi\tilde{x}_2 x) d\tilde{x}_2 = \frac{1}{2} H_0(0) +$$

$$+ \frac{m}{4} H_0(f) \exp(j2\pi f x) + \frac{m}{4} H_0(-f) \exp(-j2\pi f x). \quad (9)$$

Подставляя (9) в (5), приходим к соотношениям для интенсивности на выходе эквивалентной системы, совпадающим по структуре с ранее полученным выражением (7). Различие в описании будет заключаться в определении функций, входящих в (7):

$$H_A(f) = |H_0(f)|^2;$$

$$B(f) = B_0(f) = m |H_0(0)| \cdot |H_0(f)|;$$

$$C(f) = C_0(f) = (m^2/2) |H_0(f)| \cdot |H_0(-f)|;$$

$$\varphi_B(f) = \varphi_0(f) - \varphi_0(0); \quad \varphi_C(f) = \varphi_0(f) - \varphi_0(-f);$$

$$\varphi_0(f) = \arg \{H_0(f)\}. \quad (10)$$

Выражения (7), (8), (10) позволяют оценить возможность представления ОВС в виде эквивалентной системы. Следует отметить, что во всех полученных соотношениях передаточная функция  $H(f)$  фильтра, располагаемого в плоскости  $\Pi_2$  процессора, в общем случае принималась как комплексная функция (комплексный фильтр). Исходя из этих соотношений, рассмотрим конкретные примеры фильтров, часто используемых при пространственной фильтрации изображений.

**Амплитудный фильтр.** В случае, если  $H(f)$  описывается действительной функцией (амплитудный фильтр), то очевидно, что  $H_{\Pi} = H_{\Pi}^*$ ,  $\varphi_B = \varphi_C = 0$ . Тогда, учитывая (8), (10), получим следующие выражения для коэффициентов первых гармоник при точном и приближенном описании:

$$B(f) = m \int_{-\infty}^{\infty} H\left(\frac{f - \tilde{x}_0}{v_*}\right) H^*\left(-\tilde{x}_0/v_*\right) I_0(\tilde{x}_0/v_*) d\tilde{x}_0;$$

$$B_0(f) = m I_0 \int_{-\infty}^{\infty} H\left(\frac{f - \tilde{x}_0}{v_*}\right) I_0^{1/2}(\tilde{x}_0/v_*) d\tilde{x}_0, \quad (11)$$

где  $H_0 = \int_{-\infty}^{\infty} H(\tilde{x}_0/v_*) I_0^{1/2}(\tilde{x}_0/v_*) d\tilde{x}_0 = \text{const}$ . Из (11) можно определить

важное условие, при выполнении которого эквивалентная система передает первую гармонику точно так же (с точностью до постоянного множителя), как и анализируемая ОВС:

$$H(-f/v_*)I_0(f/v_*) \sim I_0^{1/2}(f/v_*).$$

Отсюда следует, что в области пересечения пространств существования функций  $H$  и  $I_0$  должно выполняться соотношение

$$H(f/v_*) \sim I_0^{-1/2}(-f/v_*). \quad (12)$$

Выражение (12) при заданной функции фильтра определяет критерий для распределения интенсивности источника, при удовлетворении которого передаточные свойства системы по основной гармонике при ее эквивалентном представлении оказываются равноценными. Так, условие (12) просто выполняется в случае реализации бинарной фильтрации (низко-, высокочастотной, полосовой и т. д.), например, при

$$H(x_2) = \text{rect}(x_2/2D), \quad (13)$$

когда в системе используется однородный источник типа

$$I_0(x_0) = (1/2d)\text{rect}(x_0/2d). \quad (14)$$

Таким образом, выполнение соотношения (12) при реализации амплитудной фильтрации позволяет использовать ЭПФ для частотного описания рассматриваемой ОВС, если принять, что различия в отображении эквивалентной системой постоянной составляющей  $A(f)$  и высших гармоник не оказывают значимого влияния на качество выходного изображения. Если условие (12) не выполняется, то для оценки точности передачи первой гармоники эквивалентной системой можно воспользоваться средним значением квадрата ошибки

$$\varepsilon^2(\bar{B}, \bar{B}_0) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |\bar{B}(f) - \bar{B}_0(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |\bar{B}(f)|^2 df}, \quad (15)$$

где  $\bar{B}(f) = B(f)/B(0)$ ,  $\bar{B}_0(f) = B_0(f)/B_0(0)$ . Так, если в системе используется источник излучения вида (3) и реализуется низкочастотная фильтрация типа (13), то коэффициенты  $B$  и  $B_0$  можно представить в виде

$$B(f) = \frac{v_*}{4} \left\{ \text{erf} \left[ \frac{\sqrt{\pi}}{\Delta} (f_H + 1) \right] - \text{erf} \left[ \frac{\sqrt{\pi}}{\Delta} (f_H - 1) \right] \right\};$$

$$B_0(f) = \frac{v_* d^{1/2}}{2} \left\{ \text{erf} \left[ \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{2}\Delta} (f_H + 1) \right] - \text{erf} \left[ \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{2}\Delta} (f_H - 1) \right] \right\},$$

где erf — интеграл вероятностей;  $\Delta = d/D$  — ширина источника излучения, отнесенная к размеру, определяющему полюсу пропускания фильтра;  $f_H = f/v_*D$ . На рис. 3, а для данного случая приведена зависимость среднеквадратичной ошибки  $\varepsilon(\bar{B}, \bar{B}_0)$  от  $\Delta$ . Видно, что при увеличении размера источника излучения величина  $\varepsilon$  растет, достигая 8% при равенстве полюсы пропускания фильтра и ширины источника излучения.

Аналогичным путем могут быть определены требования к характеристикам источника при передаче основной гармоники и для других видов амплитудных фильтров, если для них не выполняется условие (12).

При необходимости можно дополнительно учесть имеющиеся различия в отображении эквивалентной системой постоянной составляющей  $A(f)$  и амплитуды второй гармоники  $C(f)$ . В этом случае можно использовать соответствующие отношения амплитуд гармоник сигнала (7) к постоянной составляющей  $A(f)$ :

$$M_1(f) = \frac{B(f)}{A(f)} : \frac{B(0)}{A(0)}, \quad M_2 = \frac{C(f)}{A(f)} : \frac{C(0)}{A(0)}, \quad (16)$$

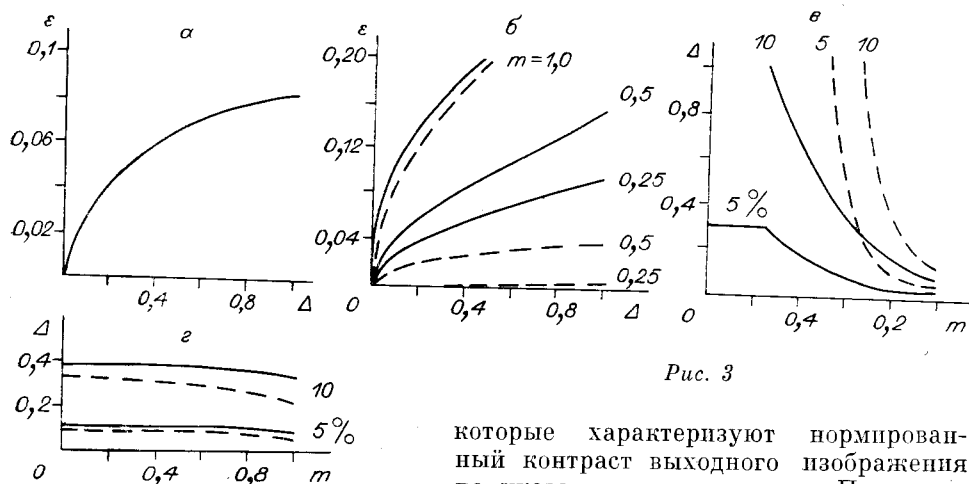


Рис. 3

которые характеризуют нормированный контраст выходного изображения по указанным гармоникам. При этом количественная оценка точности описания частотных свойств ОВС с помощью ЭПФ может быть дана, как и ранее, по среднему значению квадрата ошибки  $\varepsilon^2(M_1, M_1^0)$  и  $\varepsilon^2(M_2, M_2^0)$  (см. (15)), где  $M_1^0, M_2^0$  — отношения вида (16), определенные для эквивалентной системы.

На рис. 4, а, б показаны расчетные зависимости  $M_1, M_1^0, M_2, M_2^0$  для однородного источника излучения и фильтра вида (14) при  $\Delta = 0,6$  и двух значениях коэффициента модуляции ( $m = 0,5; 1$ ) входного сигнала. На рис. 4, в, г приведены аналогичные зависимости при гауссовом источнике (3). Рис. 4 наглядно иллюстрирует появляющиеся различия в отображении контраста первой и второй гармоник выходного изображения при указанных распределениях интенсивности источников излучения. Видно, что при увеличении  $m$  отличие  $M_i(f)$  от  $M_i^0(f)$  ( $i = 1, 2$ ) проявляется в большей степени в отображении контраста по первой гармонике. На рис. 3, б изображены графики зависимости  $\varepsilon(M_1, M_1^0)$  от  $\Delta$  при различных значениях  $m$  для данных источников излучения (штриховые кривые — однородный источник излучения вида (14), сплошные — источник излучения вида (3)). Из них следует, что при  $m < 1$  точность аппроксимации частотных характеристик ОВС с помощью ЭПФ более высокая для однородного источника. При  $m = 1$  величина  $\varepsilon$  становится примерно одинаковой для обоих типов источников. Рис. 3, в, г дает возможность установить предельную величину  $\Delta$  в зависимости от  $m$  для первой и второй гармоник при представлении ОВС в виде эквивалентной системы в соответствии с заданным значением  $\varepsilon$ , равным 5 и 10%. Из этих рисунков следует, что при одинаковой точности аппроксимации для  $m \leq 0,6$  более жесткие требования на выбор предельного значения  $\Delta$  накладывает условие отображения контраста эквивалентной системой по второй гармонике. Однако при этом важно отметить, что вторая гармоника в спектре выходного изображения, обусловленная нелинейностью преобразования комплексной амплитуды света в интенсивность, часто сама по себе не является информативной. Ее амплитуда в соответствии с (7), (8), (10) меньше амплитуды первой гармоники в  $4/m$  раз. Поэтому при  $m \leq 0,6$  различием в отображении контраста эквивалентной системой обычно можно пренебречь.

**Фазовый фильтр.** Рассмотрим теперь случай фазового фильтра, имеющего ограниченную полосу пропускания. Примем, что

$$H(x_2) = \text{rect}(x_2/2D) \exp(jqx_2^2). \quad (17)$$

Такого рода фильтры часто используются при восстановлении изображений объектов, искаженных при распространении сигналов в неоднородных средах. Учитывая, что  $H(x_2) = H(-x_2)$ , выражение (7) в этом слу-

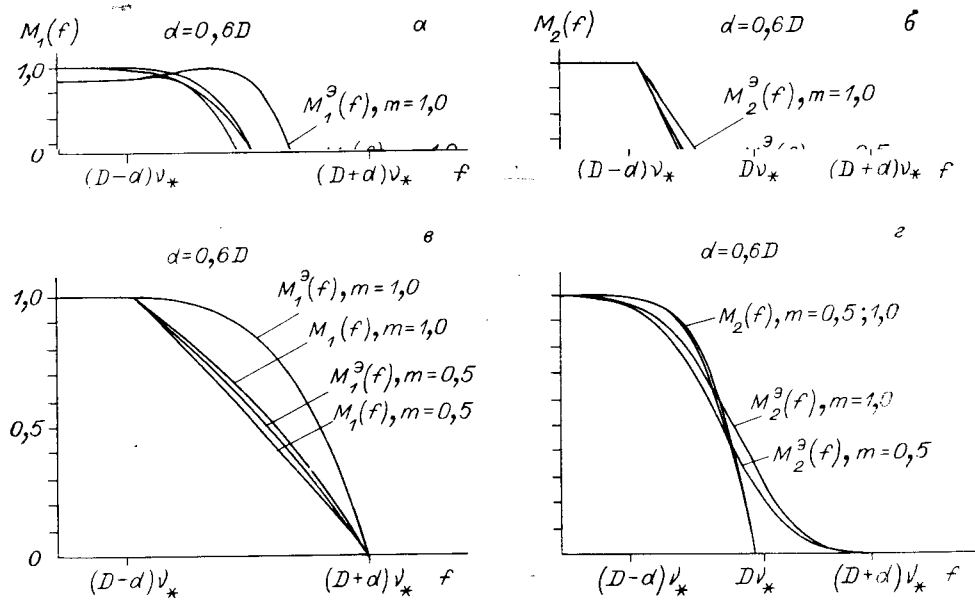


Рис. 4

чае можно привести в виде

$$I(x) = (1/4) [A(f) + 2B(f) \cos \varphi_B(f) \cos 2\pi f x + C(f) \cos 2\pi 2f x], \quad (18)$$

где  $A(f) = H_A(0) + (m^2/2) H_A(f)$ . Подставляя (17) в (8) и вводя обозначение  $q_H = qD^2$ , получим

$$H_A(f) = v_* \begin{cases} 1, & |f_H| \leq 1 - \Delta; \\ \frac{1}{2\Delta} [(1 + \Delta) - f_H], & 1 - \Delta < |f_H| \leq 1 + \Delta; \\ 0, & 1 + \Delta < |f_H|; \end{cases}$$

$$B(f) = \frac{v_* m}{2q_H f_H \Delta} \begin{cases} |\sin 2q_H f_H \Delta|, & |f_H| \leq 1 - \Delta; \\ |\sin [q_H f_H^2 - q_H f_H (1 + \Delta)]|, & 1 - \Delta < |f_H| \leq 1 + \Delta; \\ 0, & 1 + \Delta < |f_H|; \end{cases}$$

$$C(f) = \frac{v_* m^2}{4q_H f_H \Delta} \begin{cases} |\sin 4q_H f_H \Delta|, & |f_H| \leq 1 - \Delta; \\ |\sin 4q_H f_H (1 - f_H)|, & 1 - \Delta < |f_H| \leq 1; \\ 0, & 1 < |f_H|; \end{cases}$$

$$\varphi_B(f) = \begin{cases} q_H f_H (1 - \Delta), & 1 - \Delta < f_H \leq 1 + \Delta; \\ q_H f_H^2 = q (f/v_*)^2, & -(1 - \Delta) \leq f_H \leq 1 - \Delta; \\ -q_H f_H (1 - \Delta), & -(1 + \Delta) \leq f_H < -(1 - \Delta). \end{cases}$$

Для эквивалентной системы распределение интенсивности на ее выходе имеет структуру, аналогичную (18). Функции  $H_A, B, C, \varphi_B$  при этом согласно (10) выражаются через ЭПФ, получаемую в соответствии с



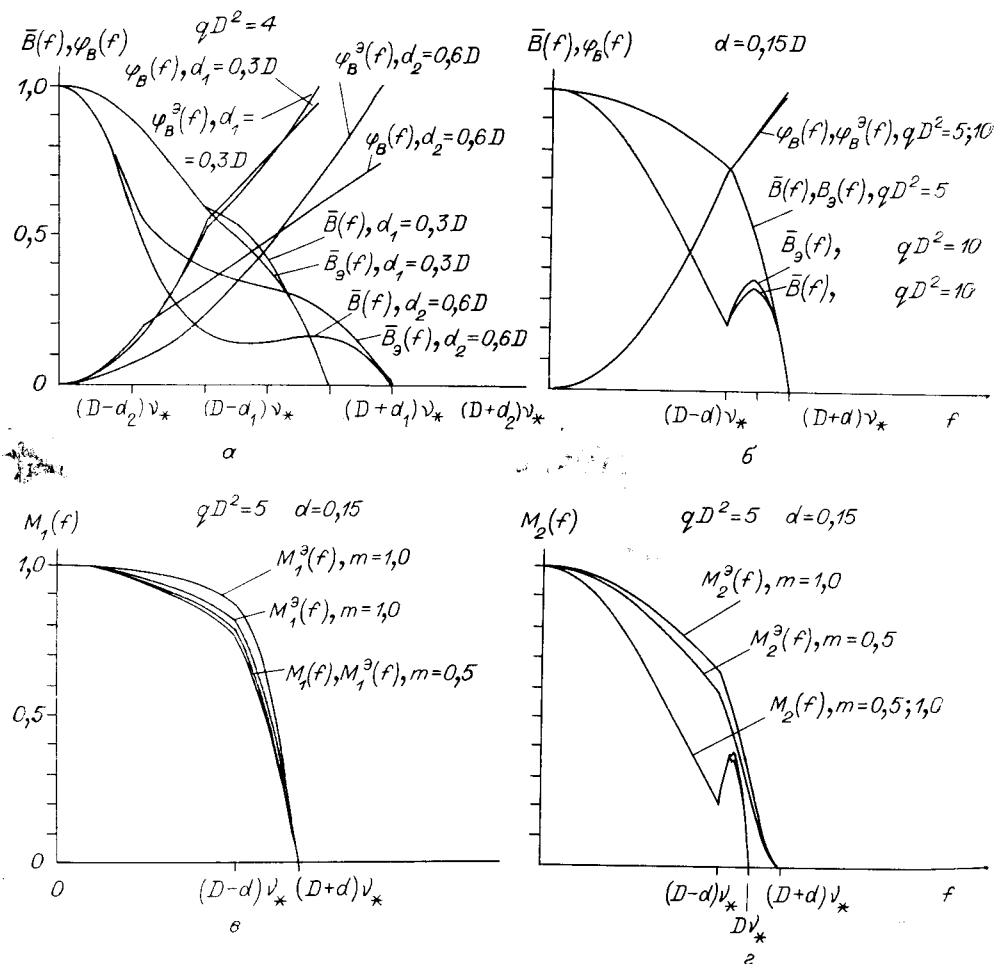


Рис. 5

(4), (14), (17):

$$H_0(f) = \frac{v_*}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2D\Delta}} \begin{cases} E[\alpha(f_H + \Delta)] - E[\alpha(f_H - \Delta)], & |f_H| \leq 1 - \Delta; \\ E[\alpha] - E[\alpha(f_H - \Delta)], & 1 - \Delta < |f_H| \leq 1 + \Delta; \\ 0, & 1 + \Delta < |f_H|, \end{cases}$$

где  $E(f) = \int_0^f \exp\left(j \frac{\pi}{2} t^2\right) dt$  — комплексный интеграл Френеля;  $\alpha = \sqrt{2qD/f}$ .

Из (18) видно, что амплитуда первой гармоники в этом случае не только определяется коэффициентом  $B(f)$ , но зависит и от фазы  $\varphi_B$  ( $\varphi_B^3$  для эквивалентной системы), что обусловлено структурой используемого фильтра (17). Для оценки различий в передаче первой гармоники эквивалентной системой в дальнейшем проще производить анализ путем сравнения  $B(f)$  и  $B_0(f)$ ,  $\varphi_B(f)$  и  $\varphi_B^3(f)$  по отдельности. Как и ранее, количественную оценку точности описания частотных свойств ОВС с помощью ЭПФ дадим по среднему квадрату ошибки  $\varepsilon^2(M_1, M_1^3)$  и  $\varepsilon^2(M_2, M_2^3)$ , дополнительно распространяя его на оценку погрешности передачи фазы, т. е. вычисляя  $\varepsilon^2(\varphi_B, \varphi_B^3)$ . На рис. 5, а приведены расчетные зависимости  $\bar{B}(f)$ ,  $\bar{B}_0(f)$  и  $\varphi_B(f)$ ,  $\varphi_B^3(f)$  для двух размеров источника  $d$  при значении параметра фазового фильтра  $qD^2$ , равном 4. Из них следует, что при увеличении  $d$  наблюдается все более существенное отличие в передаче первой гармоники эквивалентной системой. При значениях  $\Delta \leq 0,2$  свойства фазового фильтра, определяемые параметром  $qD^2$ , слабо влияют на точность аппроксимации (рис. 5, б). По мере уве-

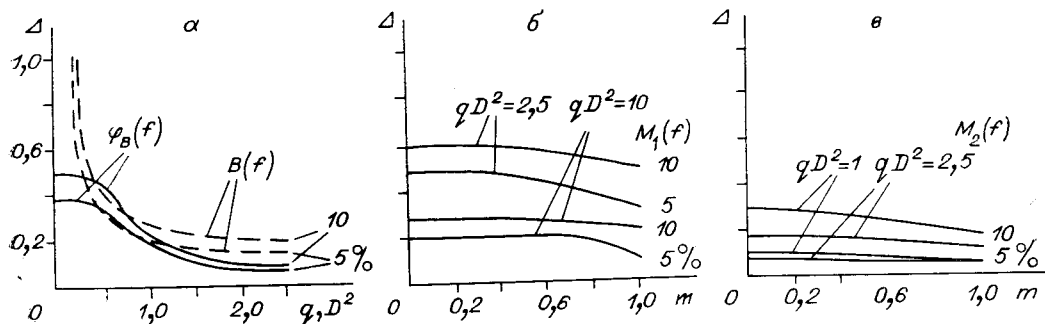


Рис. 6

личения  $\Delta$  влияние этого параметра на погрешность аппроксимации оказывается все более значимым. На рис. 5, в, г в качестве примера показаны графики функций  $M_1, M_1^3, M_2, M_2^3$  при коэффициенте модуляции  $m = 0,5$ ; 1. Из них видно, что, как и в случае амплитудного фильтра, при увеличении  $m$  точность аппроксимации ухудшается. На рис. 6, а–в показаны зависимости, позволяющие определить предельную величину  $\Delta$  при различных значениях  $qD^2$  и  $m$  в соответствии с заданной точностью аппроксимации  $\varepsilon(B, B_3), \varepsilon(\varphi_B, \varphi_B^3)$  (см. рис. 6, а),  $\varepsilon(M_1, M_1^3)$  (см. рис. 6, б) и  $\varepsilon(M_2, M_2^3)$  (см. рис. 6, в), равной 5 и 10 %.

Таким образом, проведенные исследования показывают, что при соответствующем выборе параметра  $\Delta = d/D^2$ , определяющего отношение размера источника излучения к ширине фильтра, для описания частотных характеристик частично когерентных ОВС с приемлемой для практики точностью можно использовать эквивалентную передаточную функцию. При этом максимально допустимая величина  $\Delta$  зависит от структуры реализуемого фильтра, глубины модуляции сигнала, записываемого на оптический транспарант, и формы распределения интенсивности источника излучения. Возможность применения ЭПФ для описания свойств рассматриваемого класса ОВС естественно не ограничивается приведенными примерами, а имеет достаточно общий характер. Введение ЭПФ позволяет в наиболее удобной форме производить сравнение когерентных и частично когерентных ОВС при выполнении различных процедур обработки, существенно упростить решение задач по синтезу пространственных фильтров с учетом свойств используемых источников излучения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Применение методов фурье-оптики/Под ред. Г. Старка.— М.: Радио и связь, 1988.
2. Иванченков В. П., Орлов О. В. Управление параметрами пространственных фильтров в оптико-цифровых системах обработки изображений // Пространственно-временные модуляторы света для оптической обработки информации.— Л.: ФТИ АН СССР, 1987.
3. Гудман Дж. Введение в фурье-оптику.— М.: Мир, 1970.
4. Becherer R. G., Parrent G. B. Nonlinearity in optical imaging systems // JOSA.— 1967.— 57, N 12.— P. 1479.
5. Swing R. E., Clay J. R. Ambiguity of the transfer function with partially coherent illumination // JOSA.— 1967.— 57, N 10.— P. 1180.
6. Иванченков В. П., Орлов О. В. Операторное описание оптических вычислительных систем с частично когерентным источником излучения // Автометрия.— 1985.— № 5.

Поступила в редакцию 26 июня 1989 г.