

А. С. БЛОК, В. И. ЯКОВЛЕВ

(Ленинград)

## ДИСКРЕТНЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ МАСОЧНЫЕ ФУРЬЕ-ПРОЦЕССОРЫ

Оптические фурье-процессоры (ОФП) интенсивно развиваются в настоящее время в основном как аналоговые системы, реализующие интегральное преобразование Фурье. Сравнительно недавно появились сообщения об идеях построения ОФП, основанных на преобразовании Фурье дискретных сигналов [1, 2], однако их структуры и ожидаемые параметры существенно не отличаются от показателей аналоговых ОФП вследствие того, что аналоговые и описанные в [1, 2] дискретно-аналоговые ОФП реализуют алгоритм ЛЧМ-преобразования.

Вместе с тем при использовании дискретного преобразования Фурье намечается создание ОФП, по ряду показателей превосходящих аналоговые системы. Это становится возможным благодаря применению иного принципа построения ОФП, основанного на представлении базисных функций анализа с помощью набора оптических масок.

В масочных ОФП не нужны когерентные источники света. При их использовании отпадает необходимость применения сложнореализуемых генераторов и не требуется создавать опорные пучки, как это имеет место в интерференционных системах. Для изменения полосы анализа достаточно лишь перестроить фильтр нижних частот на входе процессора, в то время как в ОФП, основанных на ЛЧМ-преобразовании, необходима перестройка скорости изменения ЛЧМ-сигнала, которая к тому же сопровождается изменением числа точек анализа. В масочных ОФП сравнительно просто формируются мгновенные амплитудно-фазовые спектры, что в других типах ОФП вызывает существенные затруднения. Масочные ОФП в ряде случаев оказываются намного компактнее, чем любые другие ОФП на объемных элементах. Они могут вообще не содержать объективов с присущими им аберрациями. Отсутствие в масочных ОФП акустооптических модуляторов позволяет резко снизить потребление энергии. Наконец, масочные ОФП обеспечивают возможность формирования в одном устройстве спектров широко- и узкополосных сигналов.

В настоящее время в литературе имеются лишь отдельные сведения о вариантах реализации масочных ОФП [3, 4]. В то же время целесообразно наметить их возможные структуры и выявить особенности устройств этого класса.

Преобразование Фурье дискретного сигнала определяется следующим образом:

$$F(w) = \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) \exp(-jw\Delta t), \quad (1)$$

где  $u(n\Delta t)$  — амплитуда  $n$ -й выборки из анализируемого сигнала;  $\Delta t$  — интервал дискретизации ( $\Delta t \leq 1/2F_B$ ,  $F_B$  — верхняя частота спектра анализируемого сигнала);  $N$  — число отсчетов сигнала.

Поскольку в оптических процессорах спектр сигнала является функцией пространственной координаты  $x$ , примем  $w = \alpha x$ , где  $\alpha$  — коэффициент пропорциональности.

В масочных ОФП формируются косинусная и синусная составляющие преобразования (1):

$$C(\alpha x) = \operatorname{Re}\{F(\alpha x)\} = \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) \cos n\gamma x; \quad (2)$$

$$S(\alpha x) = \operatorname{Im}\{F(\alpha x)\} = \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) \sin n\gamma x, \quad (3)$$

где  $\gamma = \alpha\Delta t$ .

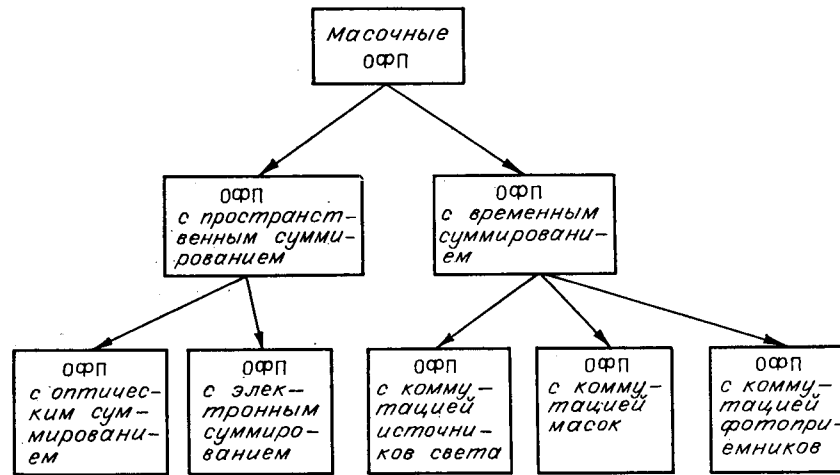


Рис. 1

Для выполнения операций (2) и (3) масочный ОФП должен содержать один или  $N$  источников света, модулируемых отсчетами анализируемого сигнала, два набора оптических масок  $\cos n\pi x$  и  $\sin n\pi x$ , обеспечивать формирование произведений  $u(n\Delta t)\cos n\pi x$  и  $u(n\Delta t)\sin n\pi x$  и осуществлять суммирование этих произведений. Поскольку отсчеты сигнала  $u(n\Delta t)$  появляются в разные моменты времени, выполнение суммирования членов рядов (2) и (3) требует наличия в составе ОФП памяти. По способу реализации памяти масочные ОФП могут быть разбиты на два класса (рис. 1).

К первому из них следует отнести ОФП, в которых осуществляется запоминание отсчетов анализируемого сигнала. Такие процессоры содержат  $N$  источников света, каждый из которых связан оптически с одной из  $N$  масок. Соответствующие источники одновременно модулируются зафиксированными в памяти отсчетами, при этом обеспечивается одновременное формирование всех произведений  $u(n\Delta t)\cos n\pi x$  и  $u(n\Delta t)\sin n\pi x$ . Вместо отдельных источников света может быть использован какой-либо пространственно-временной модулятор света, каждая ячейка которого оптически связана с соответствующей маской. ОФП этого класса способен выполнить оптическое суммирование всех произведений, а регистрация синусной и косинусной составляющих преобразования (1) может производиться с помощью линейки фотодетекторов, число которых соответствует числу частотных каналов анализатора. Вариант реализации подобного ОФП, в котором связь каждого из  $N$  источников с соответствующими масками и одновременное суммирование всех произведений производится с помощью элементов волоконной оптики, предложен в [3]. Операция суммирования в ОФП этого класса может осуществляться и электронным способом. По аналогии с оптическими процессорами, реализующими интегральное преобразование Фурье, будем называть дискретные масочные ОФП рассмотренного класса процессорами с пространственным суммированием.

Ко второму классу относятся масочные ОФП, в которых производится запоминание произведений  $u(n\Delta t)\cos n\pi x$  и  $u(n\Delta t)\sin n\pi x$ , формируемых последовательно во времени. Суммы (2) и (3) также составляются последовательно во времени, и, используя упомянутую аналогию, будем называть подобные масочные ОФП процессорами с временным суммированием.

Различия структур процессоров этого класса определяются особенностями выполнения коммутационной операции, обеспечивающей в каждый момент дискретизации умножение отсчета сигнала на базисную функцию с соответствующим этому отсчету номером. По способу выполнения коммутационной операции ОФП с временным суммированием могут быть

разделены на три группы. Первую группу составляют ОФП, в которых выполняется коммутация источников света. Подобные процессоры содержат  $N$  источников, каждый из которых оптически связан с одной из масок. Источники поочередно модулируются отсчетами сигнала, а линейка фотоприемников (например, ПЗС) последовательно регистрирует и суммирует соответствующие произведения. Ко второй группе относятся ОФП, в которых осуществляется коммутация масок. В таких процессорах единственный источник света модулируется отсчетами сигнала, а переключение светового пучка от источника на соответствующую номеру отсчета маску выполняется оптически с помощью дефлектора. Наконец, третью группу образуют ОФП, у которых производится коммутация фотоприемника. В этом случае единственный источник света, модулируемый отсчетами сигнала, освещает сразу все маски, каждая из которых сопряжена с линейкой фотодетекторов. В каждый момент дискретизации подключается линейка фотодетекторов, соответствующая маске с необходимым номером. Эта операция достаточно просто осуществляется с помощью матрицы ПЗС. Процессор такого типа предложен в [4].

Границы применения масочных ОФП рассмотренных типов зависят от быстродействия входящих в их состав элементов. Так, у процессоров с временным суммированием, относящихся ко второй группе, верхняя частота анализируемого сигнала ограничена скоростью работы дефлектора. Поскольку на переключение световых пучков с помощью дефлектора требуются в лучшем случае десятые доли микросекунды, верхняя частота анализируемого сигнала в подобных масочных ОФП не может превышать единиц мегагерц.

У масочных процессоров с временным суммированием, относящихся к первой группе, быстродействие и, следовательно, верхняя частота анализируемого сигнала ограничиваются только устройствами управления световыми источниками и могут составлять десятки мегагерц (сами источники по оценкам, приведенным в [5], позволяют осуществлять модуляцию сигналами с частотой до 1 ГГц).

Процессоры с пространственным суммированием и процессоры с временным суммированием, представляющие третью группу, позволяют осуществлять анализ мгновенных спектров обрабатываемых сигналов. Заметим, что формирование мгновенных спектров обеспечивают также аналоговые ОФП с пространственным интегрированием. Однако при этом они принципиально неприменимы для обработки узкополосных сигналов. Если для запоминания отсчетов в масочном ОФП с пространственным суммированием используется линейка ПЗС, а процессор с временным суммированием реализуется, как предложено в [4], с помощью матрицы ПЗС, то быстродействие обоих ОФП ограничено частотой вывода информации из ПЗС, которая по оценкам, приведенным в [5], может достигать единиц гигагерц. Однако при этом верхняя частота анализируемого сигнала в ОФП с пространственным суммированием оказывается существенно большей. Действительно, при работе масочного процессора с временным суммированием в режиме анализа мгновенных спектров все  $K$  отсчетов спектра должны быть выведены из матрицы ПЗС за время, не превышающее интервал дискретизации  $\Delta t$ . Время вывода одного отсчета  $\Delta t/K = 1/2KF_B$  не должно превышать  $1/F_{\text{ПЗС}}$ , где  $F_{\text{ПЗС}}$  — граничная частота вывода информации из ПЗС. Отсюда следует, что  $F_B \leq F_{\text{ПЗС}}/2K$ . В масочном ОФП с пространственным суммированием съём всех частотных составляющих спектра осуществляется мгновенно с помощью линейки фотодиодов. Его верхняя частота определяется неравенством  $F_B \leq F_{\text{ПЗС}}/2$ , так как при использовании линейки ПЗС для запоминания отсчетов сигнала частота дискретизации совпадает с частотой  $F_{\text{ПЗС}}$ . Таким образом, полоса анализа для подобного масочного ОФП с пространственным суммированием оказывается в  $K$  раз большей. Так, при  $F_{\text{ПЗС}} = 1$  ГГц,  $K = 50$  для ОФП с пространственным суммированием  $F_B \leq 500$  МГц, а для процессора с временным суммированием  $F_B \leq 10$  МГц.

Рассмотрим теперь некоторые общие для всех типов масочных ОФП особенности формирования спектра анализируемого сигнала.

При модуляции источника отсчетами биполярного в общем случае сигнала зависимость между интенсивностью света источника и амплитудами отсчетов сигнала записывается следующим образом:

$$I(n\Delta t) = a + bu(n\Delta t), \quad (4)$$

где  $c$  и  $d$  — постоянные, обусловленные параметрами среды, на которую производится запись.

При формировании с помощью масочного ОФП косинусной составляющей преобразования (1) интенсивность света в плоскости фотоприемников описывается следующим образом:

$$I_C(x) = acN + bc \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) + ad \sum_{n=0}^{N-1} \cos n\gamma x + bd \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) \cos n\gamma x. \quad (6)$$

Первое слагаемое в этом выражении представляет собой постоянный уровень, второе слагаемое, также не зависящее от пространственной координаты  $x$ , при анализе сигналов, не содержащих спектральных компонент на частотах, близких к нулю, оказывается пренебрежимо малым. Третье слагаемое имеет характер помехи, а четвертое с точностью до постоянного множителя совпадает с косинусной составляющей преобразования Фурье дискретного сигнала. Используя формулу для суммы геометрической прогрессии, нетрудно показать

$$\sum_{n=0}^{N-1} \cos n\gamma x = \frac{\sin \{N\gamma x/2\}}{\sin (\gamma x/2)} \cos [(N-1)\gamma x/2].$$

Отсюда видно, что для ослабления влияния третьего слагаемого на результаты спектрального анализа целесообразно размещать фотоприемники в точках  $2\pi/(N\gamma)$ ,  $4\pi/(N\gamma)$ ,  $6\pi/(N\gamma)$  и т. д.

Запишем сигнал на выходе  $k$ -го фотоприемника, пропорциональный отсчету  $k$ -й частотной составляющей спектра:

$$i_k \sim \int_{kx_0 - \Delta x/2}^{kx_0 + \Delta x/2} I_C(x) dx = \Delta x acN + \Delta x bc \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) + \quad (7)$$

$$+ \Delta x ad \sum_{n=0}^{N-1} \text{sinc}(\Delta x \gamma n/2) \cos n\gamma kx_0 + \Delta x bd \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) \text{sinc}(\Delta x \gamma n/2) \cos n\gamma kx_0,$$

где  $x_0$  — расстояние между фотодетекторами;  $\Delta x$  — размер светочувствительной площадки фотодетектора. Аналогично можно записать выражение для синусной составляющей преобразования Фурье.

Учитывая, что при размещении фотоприемников в указанных выше точках  $x_0 = 2\pi/(N\gamma)$ , запишем выражения для полезных  $C_k$ ,  $S_k$  и мешающих  $P_{C_k}$ ,  $P_{S_k}$  членов синусной и косинусной составляющих преобразования Фурье дискретного сигнала:

$$C_k = \Delta x bd \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) \text{sinc}[\pi \Delta x n/(x_0 N)] \cos(2\pi nk/N); \quad (8)$$

$$S_k = \Delta x bd \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) \text{sinc}[\pi \Delta x n/(x_0 N)] \sin(2\pi nk/N); \quad (9)$$

$$P_{C_k} = \Delta x a d \sum_{n=0}^{N-1} \text{sinc} [\pi \Delta x n / (x_0 N)] \cos (2\pi n k / N); \quad (10)$$

$$P_{S_k} = \Delta x a d \sum_{n=0}^{N-1} \text{sinc} [\pi \Delta x n / (x_0 N)] \sin (2\pi n k / N). \quad (11)$$

Оценим влияние мешающих составляющих  $P_{C_k}$  и  $P_{S_k}$  на результатах  $\delta_1 = \Delta A_{P_k} / A_{k \max}$ , где  $A_k$  — амплитуда  $k$ -й спектральной составляющей. При  $a = b |u(n\Delta t)|_{\max}$  имеем  $A_{k \max} = \Delta x b d N |u(n\Delta t)|_{\max}$  и, следовательно,

$$\delta_1 = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \text{sinc} [\pi \Delta x n / (x_0 N)] \exp(-j2\pi n k / N) \right|. \quad (12)$$

Зависимости  $\delta_1(\Delta x/x_0)$  при различных  $k$  приведены на рис. 2.

Другой вид погрешности формирования спектра анализируемого сигнала связан с усреднением светового распределения по апертуре фотоприемника. Эта погрешность учитывается множителем  $\text{sinc} [\pi \Delta x n / (x_0 N)]$  в выражениях для  $C_k$  и  $S_k$ . Пусть  $C'_k$  и  $S'_k$  представляют собой «идеальные» косинусную и синусную составляющие спектра, получаемые из выражений (8) и (9) при  $\text{sinc} [\pi \Delta x n / (x_0 N)] = 1$  (это соответствует гипотетическому случаю, когда  $\Delta x = 0$ ). Тогда выражение  $\Delta A_k |(C_k - C'_k) - j(S_k - S'_k)|$  описывает абсолютную погрешность формирования спектра сигнала, вызванную усреднением, а относительная погрешность может быть представлена в виде

$$\delta_2 = \Delta A_k / A_{k \max} = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \frac{u(n\Delta t)}{|u(n\Delta t)|_{\max}} [\text{sinc} [\pi \Delta x n / (x_0 N)] - 1] \exp(-j2\pi n k / N) \right|. \quad (13)$$

Верхней оценкой погрешности  $\delta_2$  является величина

$$\delta_{2 \max} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |\text{sinc} [\pi \Delta x n / (x_0 N)] - 1|.$$

Ее зависимость от  $\Delta x/x_0$  представлена на рис. 2.

Заметим, что при дискретном съеме информации полученные для масочных ОФП результаты могут быть распространены и на другие процессоры с временным интегрированием, ввод сигналов в которые осуществляется путем модуляции света по интенсивности, а спектры формируются без использования пространственной несущей. Это утверждение справедливо, поскольку подобные процессоры эквивалентны системе параллельных фильтров, настроенных на частоты, кратные  $2\pi/N\Delta t$ . Форма частотных характеристик фильтров у ОФП, работающих с аналоговыми сигналами, имеет вид  $\sin \xi/\xi$ , а у дискретно-аналоговых процессоров как масочных, рассмотренных выше, так и акустооптических [1, 2] —  $\sin N\xi/\xi$ , причем в области основного лепестка функции  $\sin \xi/\xi$  и  $\sin N\xi/\xi$  близки.

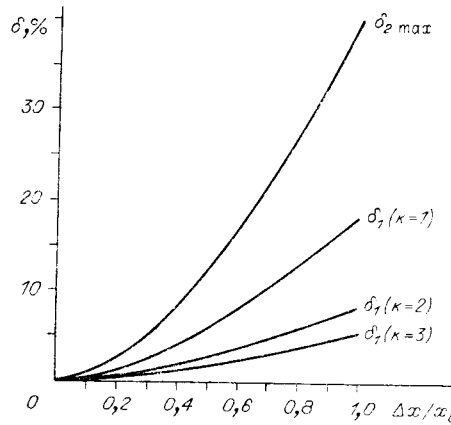


Рис. 2

Точностные характеристики масочных ОФП могут быть существенно улучшены при использовании масок с дискретной записью базисных функций. Действительно, если вместо аналоговых масок (5) для формирования косинусной составляющей преобразования Фурье использовать маски

$$T_c = [c + d \cos(2\pi nk/N)]f(x - kx_0), \quad (14)$$

где  $f(x)$  — функция, описывающая закон пространственного изменения коэффициента пропускания в элементе маски, то для сигнала на выходе  $k$ -го фотоприемника будем иметь

$$i_k = B\Delta x \left[ acN + bc \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) + ad \sum_{n=0}^{N-1} \cos(2\pi nk/N) + \right. \\ \left. + bd \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) \cos(2\pi nk/N) \right], \quad (15)$$

где  $B = \int_{-\Delta x/2}^{\Delta x/2} f(x)dx$ . Четвертый член в выражении (15) описывает дискретное преобразование Фурье [6]. Поэтому процессоры с масками вида (14) будем называть дискретными масочными ОФП.

Легко показать, что сумма  $\sum_{n=0}^{N-1} \cos(2\pi nk/N)$  равняется нулю при всех значениях  $k$ , кроме  $k = 0, \pm N, \pm 2N, \dots$ . Это свидетельствует о том, что в местах расположения фотоприемников помеха отсутствует. Аналогичный результат может быть получен и при рассмотрении синусной составляющей преобразования Фурье.

Таким образом, при применении масок с дискретной записью базисных функций погрешности  $\delta_1$  и  $\delta_2$  не имеют места. Этот результат представляется важным для оценки достоинств дискретных масочных ОФП. От них можно ожидать лучших, чем у других процессоров с многоэлементными фотоприемниками, точностных характеристик. Действительно, при использовании одинаковой элементной базы влияние на точность анализа таких факторов, как искажения сигнала при вводе в процессор и различная чувствительность отдельных элементов фотоприемника, одинаково для всех отмеченных выше ОФП. Современный уровень технологии позволяет обеспечить достаточно высокую точность изготовления дискретных масок, в то время как точная реализация базисных функций в дискретно-аналоговых акустооптических ОФП сопряжена с большими трудностями, поскольку требует обеспечения линейного закона изменения частоты ЛЧМ-сигналов и равномерности амплитудно-частотной характеристики акустооптических модуляторов. Более того, при изготовлении дискретных масок в ряде случаев можно скомпенсировать разброс чувствительности отдельных элементов фотоприемника. Поэтому отсутствие погрешностей формирования спектра  $\delta_1$  и  $\delta_2$  при одинаковом влиянии остальных факторов, определяющих точностные характеристики ОФП, обуславливает преимущество дискретных масочных процессоров.

Одной из важных характеристик фурье-процессоров является динамический диапазон. В рассматриваемых ОФП он ограничивается отношением выходного сигнала к собственным шумам. Максимальное значение сигнала на выходе ОФП при использовании ПЗС в качестве фотоприемников определяется размером линейного участка его светосигнальной характеристики. Ограничимся анализом отношения сигнал/шум при регистрации косинусной составляющей преобразования Фурье. Учитывая, что второй член в выражении (6) пренебрежимо мал, а третий член при использовании дискретных масок равен нулю, запишем энергию, поглощенную ПЗС, следующим образом:

$$W_k = W_0 + W_{C_k},$$

где  $W_0 = acN$ ;  $W_{C_k} = bd \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) \cos(2\pi nk/N)$ . Воспользуемся выражением из [7] для отношения сигнал/шум, учитывающим ограниченную протяженность линейного участка светосигнальной характеристики ПЗС, его тепловые и дробовые шумы:

$$C/\Pi = D - 20 \lg[1 + \beta], \quad (16)$$

здесь  $D = D_{\text{ПЗС}} [\text{дБ}] + 10 \lg[\langle N \rangle / (D_{\text{ПЗС}} + \langle N \rangle)]$ ;  $D_{\text{ПЗС}}$  — динамический диапазон ПЗС;  $\langle N \rangle$  — среднее число шумовых электронов. В нашем случае

$$\beta = \frac{W_0}{W_{C_k}} = \frac{acN}{bd \left[ \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) \cos(2\pi nk/N) \right]_{\max}}. \quad (17)$$

Максимальное отношение сигнал/шум достигается при минимальном значении  $\beta$ . Из выражений (4), (5), (17) следует, что минимальное значение  $\beta$  будет иметь место при  $c = d$  и  $a/b = |u(n\Delta t)|_{\max}$ :

$$\beta_{\min} = \frac{N |u(n\Delta t)|_{\max}}{\left[ \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) \cos(2\pi nk/N) \right]_{\max}}. \quad (18)$$

Представим входной сигнал  $u(n\Delta t)$  рядом Фурье на интервале  $[0, N\Delta t]$ :

$$u(n\Delta t) = \sum_{l=1}^K A_l \cos(l\Delta \omega t + \varphi_l),$$

где  $\Delta \omega = 2\pi/N\Delta t$ ;  $A_l$  и  $\varphi_l$  — амплитуды и фазы спектральных компонент;  $K = N/2$  (обычное соотношение при дискретном преобразовании Фурье [6]).

Предположим, что гармоника с номером  $l = k$  имеет максимальное значение, т. е.  $A_{l_{\max}} = A_k$ , а  $\varphi_k = 0$ . При этом нетрудно показать, что  $\left[ \sum_{n=0}^{N-1} u(n\Delta t) \cos(2\pi nk/N) \right]_{\max} = NA_k/2$ . Тогда

$$C/\Pi = D - 20 \lg \left\{ 1 + 2 \left| \sum_{l=1}^K A'_l \cos[2\pi nl/N + \varphi_l] \right|_{\max} \right\}, \quad (19)$$

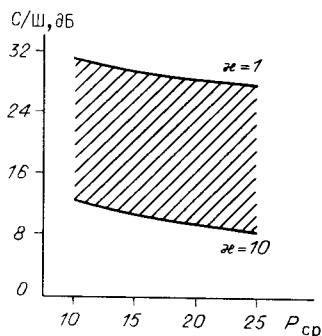
здесь  $A'_l = A_l/A_k \leq 1$ . В выражении (19) сумму под знаком модуля можно рассматривать как сигнал  $u'(n\Delta t)$ , амплитуды спектральных компонент которого нормированы. Введем в рассмотрение пик-фактор сигнала  $u'(n\Delta t)$ , который определяется следующим образом:

$$\kappa = |u'(n\Delta t)|_{\max} / \sqrt{P_{\text{ср}}}, \quad (20)$$

где  $P_{\text{ср}} = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^K (A'_l)^2$ . С учетом (20), вместо выражения (19), получим

$$C/\Pi = D - 20 \lg[1 + 2\kappa \sqrt{P_{\text{ср}}}], \quad (21)$$

Если фазы отдельных гармоник распределены случайным образом, то величина  $\kappa$  близка к единице, а если гармоники оказываются сфазированными, то, используя (20), легко показать, что  $\kappa = \sqrt{2K}$ . Поэтому в масочном ОФП, содержащем  $K$  частотных каналов, можно осуществлять анализ спектров сигналов, пик-фактор которых находится в области  $1 \leq \kappa \leq \sqrt{2K}$ . На рис. 3 представлены результаты расчета величины  $C/\Pi$ , выполненного по формуле (21) при  $K = 50$ ,  $D_{\text{ПЗС}} = 50$  дБ и  $\langle N \rangle = 700$ . Возможные значения отношения  $C/\Pi$ , которые обеспечиваются в масочных ОФП, производящих анализ в 50 частотных каналах, находятся внутри заштрихованной области. Из рисунка видно, что достижимое



отношение  $C/Ш$  значительно (на 20—30 дБ) ниже динамического диапазона ПЗС. Более высокое отношение  $C/Ш$  имеет место при анализе сигналов с малыми пик-факторами. Отметим, что полученные результаты справедливы для любых ОФП: как аналоговых, так и дискретно-аналоговых, в которых ввод сигналов производится с помощью модуляции света по интенсивности, а для съема информации используется ПЗС.

В заключение подчеркнем, что дискретные массивные ОФП обеспечивают такой же динамический диапазон, как и аналоговые.

1. Lee J. N., Lin S. C., Tveten A. B. New acousto-optic devices for Fourier transformations // SPIE, Real Time Signal Proces. V.— 1982.— 341.— P. 86.
2. Lin S. C., Tveten A. B. Simplified time-integrating acousto-optical processor for Fourier transformation // Opt. Lett.— 1982.— 7, N 9.— P. 448.
3. Casasent D., Psaltic D. Classification for optical signal processing architectures // SPIE, Acousto-Optic Bulk Wave Devic.— 1979.— 214.— P. 32.
4. Bromley K., Monahan M. A., Saxe G. Linear transformations performed by an electro-optical processor // SPIE, Transformat. Opt. Signal Proces.— 1981.— 373.— P. 95.
5. Псалти Д. Двумерная оптическая обработка сигналов с использованием одномерных входных устройств // ТИИЭР.— 1984.— 72, № 7.
6. Грибанов Ю. И., Мальков В. Л. Погрешности и параметры цифрового спектрально-корреляционного анализа.— М.: Радио и связь, 1984.
7. Бухенский А. Ф., Морозов С. В., Яковлев В. И. Сигнал-шум оптического спектрального анализатора с временным интегрированием // Радиотехника.— 1987.— № 1.

Поступила в редакцию 9 октября 1987 г.

УДК 621.372.8 : 535.417

И. И. ИТКИН, С. М. ШАНДАРОВ  
(Томск)

## СТРУКТУРА НАВЕДЕННЫХ ПОЛЕЙ ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ РЕШЕТОК В ПЛАНАРНОМ ВОЛНОВОДЕ ПРИ ФОТОГАЛЬВАНИЧЕСКОМ МЕХАНИЗМЕ ЗАПИСИ

1. Голографические решетки (ГР), сформированные в планарных волноводных структурах, применяются в интегрально-оптических устройствах в качестве элементов оптической памяти [1, 2], для ввода, вывода и коллимирования оптического излучения [3, 4] и в других целях. Одним из основных материалов для интегральной оптики является ниобат лития [5], в котором могут записываться как объемные [6], так и планарные фазовые голограммы [7—9]. В примесных кристаллах  $\text{LiNbO}_3:\text{Fe}$ ,  $\text{LiNbO}_3:\text{Cu}$ , имеющих высокую чувствительность к записи голограмм, основным механизмом формирования наведенных электрических полей, модулирующих оптические свойства среды, является фотогальванический эффект [6].

Теория формирования фазовых голограмм за счет фотогальванического эффекта в объемных средах хорошо развита в [6, 10—12]. Однако теоретическим исследованиям фотогальванической записи голограмм в