

4. **Ероховец В. К.** Анализ и расчет энергетических характеристик голографической документальной памяти // *Фундаментальные основы оптической памяти и среды.*— Киев: Вища шк., 1986.— Вып. 17.
5. **Ероховец В. К.** Увеличение при восстановлении двумерных страниц информации с микроголограмм // *Изв. АН БССР. Сер. физ.-техн. наук.*— 1978.— № 1.
6. **Ярмош П. А., Ероховец В. К., Борискевич А. А.** Резкость изображений при записи и восстановлении фурье-микроголограмм // *Там же.*— № 2.
7. **Ярмош П. А., Ероховец В. К.** Геометрические аспекты проектирования документальной голографической памяти // *Сб. тр. IV Всесоюз. конф. по голографии.*— Ереван: ВНИИРИ, 1982.
8. **Гибин И. С., Пен Е. Ф., Твердохлеб П. Е.** Устройство для записи матриц голограмм // *Автометрия.*— 1973.— № 5.
9. **Scamor R.** Alignment and design conditional for optical memory systems using Fourier holograms // *Opt. Acta.*— 1978.— V. 25, N 2.— P. 107.
10. **Домбровский В. А., Домбровский С. А., Пен Е. Ф.** Влияние параметров гауссового опорного пучка на искажение восстановленного из голограммы изображения // *Оптика и спектроскопия.*— 1978.— Т. 48, № 5.
11. **Домбровский В. А., Домбровский С. А.** Требования к аберрациям оптических элементов и точности их установки в голограммных ЗУ // *Автометрия.*— 1982.— № 6.
12. **Когельник Г., Ли Т.** Резонаторы и световые пучки лазеров // *ТИИЭР.*— 1966.— Т. 54, № 10.

Поступила в редакцию 19 августа 1986 г.

УДК 621.396 : 535.8

С. Ю. БОНДАРЦЕВ, Н. А. ЕСЕПКИНА, А. П. ЛАВРОВ

(Ленинград)

ОПТИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССОРЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СКАНИРУЮЩИХ ПЭС-ФОТОПРИЕМНИКОВ

Введение. В последнее время в связи с разработкой и совершенствованием новой элементной базы: широкополосных акустооптических модуляторов с полосами в сотни мегагерц, приборов с зарядовой связью (ПЗС), полупроводниковых лазеров и светоизлучающих диодов — появилась возможность разработки компактных оптических процессоров на объемных и интегральных элементах и создания на их основе гибридных систем обработки радиосигналов различного назначения с использованием ПЗС и микроЭВМ. Такие системы обработки позволяют реализовать чрезвычайно широкие полосы анализа при большой длительности сигналов, т. е. обрабатывать сигналы с большой базой. Они имеют небольшую вес, малое энергопотребление и достаточно простые оптические схемы.

Применение многоэлементных фотоприемников на основе ПЗС (ПЗСФП) в составе гибридных систем в качестве узла вывода информации из оптического процессора сделало реальным создание и внедрение различных устройств обработки радиосигналов, например акустооптических анализаторов спектра [1—3]. ПЗС являются многофункциональными приборами, поэтому их применение обеспечило не только стыковку оптических и цифровых процессоров, но и появление новых принципов в архитектуре оптических систем обработки информации [4—9]. Дополнительная аналоговая обработка сигналов в ПЗС перед их вводом в ЭВМ существенно расширяет возможности оптических процессоров.

В настоящей работе рассмотрены некоторые схемы оптических процессоров с использованием сканирующих ПЭС-фотоприемников, в частности коррелятор с опорной маской, который служит примером оптического вектор-матричного перемножителя [7, 8], а также акустооптическое устройство для обработки сигналов пульсаров — так называемый акустооптический компенсатор дисперсии.

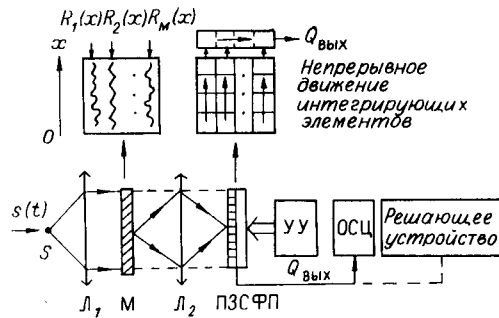


Рис. 1

Оптический коррелятор с опорной сигнальной маской и сканирующим ПЗС-фотоприемником.

1. В различных областях радиоэлектроники часто возникает задача обнаружения известного сигнала на фоне других мешающих сигналов. Эта задача решается с помощью согласованных фильтров и корреляторов. Наиболее часто такие устройства реализуются на цифровых процессорах. Однако возможности цифровых процессо-

ров ограничиваются их недостаточным быстродействием, сложностью и большим энергопотреблением. В ряде случаев эти недостатки можно преодолеть с помощью оптических методов. Рассматриваемая в настоящей работе схема оптического коррелятора с опорной сигнальной маской позволяет вычислять взаимно корреляционные функции входного сигнала с библиотекой опорных сигналов, записанных на амплитудной маске. Такой коррелятор описан в [8], однако в этой работе рассмотрены только дискретизированные во времени сигналы и отсутствуют экспериментальные результаты. Нами рассмотрена работа корреляторов для аналоговых сигналов произвольного вида и экспериментально исследован макет такого коррелятора. Результаты этого рассмотрения даны ниже.

Принцип действия схемы. Схема оптического коррелятора представлена на рис. 1. Подлежащий обнаружению и идентификации входной сигнал $s(t)$ модулирует по интенсивности источник света S (светодиод или полупроводниковый лазер). С помощью линзы L_1 формируется световой пучок, равномерно освещающий плоскость маски M , на которой записана библиотека опорных (эталонных) сигналов. Маска содержит m параллельно расположенных каналов (столбцов), каждый из которых имеет собственное изменение коэффициента пропускания (по координате x) в соответствии с заданными эталонными сигналами (возможна, например, силуэтная запись сигналов). Линза L_2 отображает маску M на двумерный многоэлементный интегрирующий детектор — матричный ПЗСФП, который благодаря соответствующему устройству управления (УУ) работает не в режиме датчика изображения, а в режиме непрерывного движения интегрирующих элементов, иначе — в режиме непрерывного сканирования. В литературе этот режим называют также режимом временной задержки и накопления (ВЗН) или режимом накопления со сдвигом [11, 12]. При этом в каждом из столбцов матрицы интегрирующие элементы непрерывно, друг за другом, проходят под изображением соответствующего столбца маски и достигают выходного сдвигающего регистра, через который накопленные заряды выводятся из ПЗСФП. Выходной сигнал ПЗСФП подается на решающее устройство для принятия решения о наличии в обрабатываемом сигнале эталонных.

2. Работа рассматриваемой схемы по обнаружению и различению сигналов при наличии шума может быть описана следующим образом. Обозначим сигнал, подлежащий идентификации, через $s(t)$; тогда сигнал, модулирующий источник света, можно записать как

$$V(t) = B + s(t) + N(t).$$

Здесь $N(t)$ — припятый шум, B — необходимое смещение, так как интенсивность — величина положительная, а в общем случае сигнал и шум следует считать биполярными функциями. Интенсивность света, падающего на опорную маску, есть

$$I(x, y, t) = I(x, y) V(t) = IV(t),$$

поскольку предполагается равномерная по площади засветка.

Интенсивность за i -м каналом маски

$$IV(t)F_i(x),$$

где $F_i(x) = B_i + R_i(x/b)$ — пространственное изменение коэффициента пропускания по интенсивности i -го канала маски; B_i — необходимое для записи биполярных сигналов смещение; R_i — опорный сигнал; b — масштабный множитель при пространственной записи временных сигналов.

Для простоты выкладок исключаем из рассмотрения проекционную линзу L_2 и считаем, что маска и ПЗСФП находятся в механическом контакте и имеются соответствие в их размерах.

Поскольку в режиме ВЗН интегрирующие элементы в ПЗСФП непрерывной цепочкой перемещаются вдоль каналов маски, то выражение для выходного сигнала (заряда) с интегрирующего элемента в i -м столбце, появившегося в начале столбца в момент времени t , можно записать следующим образом:

$$Q(t) = \int_0^T IV(t + \tau) F_i(\tau) d\tau,$$

где $F_i(\tau) = F_i(x/v)$; v — скорость движения интегрирующих элементов; $T = L/v$ — время интегрирования, т. е. время прохождения элементом столбца матрицы; L — длина столбца матрицы.

На данном этапе анализа предполагаем, что элементы имеют достаточно малые размеры вдоль маски и движутся равномерно.

Подставив в последнюю формулу соответствующие выражения для V и F_i , получим

$$Q(t) = IBB_i T + IB_i \int_0^T s(t + \tau) d\tau + IB_i \int_0^T N(t + \tau) d\tau + IB \int_0^T R_i(\tau) d\tau + \\ + I \int_0^T N(t + \tau) R_i(\tau) d\tau + I \int_0^T s(t + \tau) R_i(\tau) d\tau;$$

если сигналы s , R_i и N таковы, что их средние значения на интервале T равны 0, тогда выходной сигнал есть сумма искомой корреляционной функции и некоторой постоянной составляющей B_0 . В случае $s = R_i$ в выходном сигнале присутствует автокорреляционная функция. Момент времени, в который регистрируется корреляционный пик, однозначно связан с моментом появления сигнала на входе коррелятора.

В ПЗС-фотоприемниках интегрирующие элементы образуются с помощью электродных структур, имеющих определенный шаг расположения p [11]; $p = L/N_s$, где N_s — число элементов на длине ПЗСФП. Следовательно, на выходе ПЗС-фотоприемника получаются отсчеты корреляционной функции, следующие с интервалами $\Delta t = p/v$:

$$Q_n = Q(n\Delta t) = B_0 + \int_0^T s(n\Delta t + \tau) R_i(\tau) d\tau, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

(n — порядковый номер выведенного элемента ПЗСФП).

Учет конечных размеров интегрирующих элементов и их апертурных характеристик, а также дискретного характера их движения приводит к следующему выражению для выходного сигнала коррелятора:

$$Q_n = \frac{1}{\Delta t} \int_t g(t - n\Delta t) Q(t) dt, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Здесь $g(t)$ — взвешивающая функция, определенная на промежутке $(-\Delta t/2, +\Delta t/2)$ и зависящая от конструкции используемого ПЗСФП (2-, 3- или 4-фазная система электродов, их геометрия) и реализации режима сканирования. Как видно из последнего выражения для Q_n , учет отмеченных особенностей ПЗСФП вызывает сглаживание корреля-

циопной функции. Влияние сглаживания зависит от параметров обрабатываемых сигналов, и оно несущественно для сигналов с

$$WT < N_s/2.$$

Здесь W — полоса частот обрабатываемых сигналов; T — длительность сигналов; N_s — число элементов в канале (столбце) ПЗСФП.

Выпускаемые в настоящее время промышленностью ПЗС-фотоприемники [11—13] предоставляют возможность обрабатывать сигналы с $WT \sim 10^3$ при использовании линейных ПЗСФП. Матричные приборы обеспечивают обработку сигналов с $WT \sim 10^2$ в нескольких сотнях каналов одновременно (среднеформатные матрицы). Диапазон частот обрабатываемых сигналов определяется рабочими частотами ПЗС-фотоприемников. Максимальная частота ограничена неэффективностью переноса зарядов и составляет величину 5—10 МГц. Максимальная длительность сигналов (соответственно минимальная частота) ограничена темновыми токами и не превышает долей секунды для приборов при комнатной температуре.

Следует отметить, что рассматриваемая схема оптического коррелятора допускает модульное наращивание элементов за счет каскадирования ПЗСФП (как матричных, так и линейных) по электрическому сигналу. Кроме того, исследования и промышленные разработки ПЗСФП развиваются весьма активно и по мере совершенствования ПЗСФП основные характеристики данного коррелятора будут непрерывно улучшаться. Изготовление масок и выбор источника света для коррелятора трудностей не вызывают.

3. Экспериментальное исследование оптического коррелятора проводилось на лабораторном макете, схема которого соответствует приведенной на рис. 1. Источником света служил полупроводниковый лазер ИЛПН-102 с выходной мощностью 5 мВт при токе питания 270 мА ($\lambda = 0,82$ мкм, пороговый ток 180 мА). В макете коррелятора использовался линейный 500-элементный ПЗСФП с совмещенными секциями детектирования, накопления и сдвига типа «Координата-1» [13] со следующими параметрами: шаг расположения элементов 24 мкм, общая длина светочувствительной области 12 мм при ширине 200 мкм. Специально разработанное устройство управления, аналогичное приведенному в [14], обеспечивало непрерывное движение интегрирующих элементов вдоль всей светочувствительной области. Скорость движения элементов определяется частотой управляющих фазных напряжений, которая изменялась в пределах 5—500 кГц. В большинстве экспериментов частота фазных напряжений составляла 100 кГц, что давало скорость вывода сигналов из ПЗСФП 10 мкс/элемент. Сигнал с выхода ПЗСФП подавался на осциллограф (ОСЦ).

Одним из типов сигналов, с помощью которых проверялась работа коррелятора, были сигналы в виде псевдослучайной последовательности (ПСП). Такие сигналы широко используются в различных областях радиоэлектроники. В этом случае опорная маска представляла собой стеклянную пластинку, на которой методами фотолитографии записаны три различные ПСП длиной 255 элементов. Источником обрабатываемых сигналов служил управляемый генератор ПСП. Бипарный сигнал от генератора ПСП, состоящий из «0» и «1», подавался на модулятор интенсивности излучения лазера. Модуляция интенсивности осуществлялась путем изменения тока накачки лазера.

На рис. 2, а приведена полученная экспериментально корреляционная функция ПСП длиной 255 элементов и ее сегмента длиной 64 элемента, на рис. 2, б — кросскорреляционная функция того же сегмента с другой ПСП. Более подробно эти результаты представлены в [10, 15].

Эксперименты на макете показали, что схема коррелятора проста в настройке. Она легко может быть выполнена в виде малогабаритного устройства. Проведенные анализ и эксперименты позволяют сделать вывод о перспективности использования оптического коррелятора с опорной маской для обработки радиосигналов в тех случаях, когда опорные

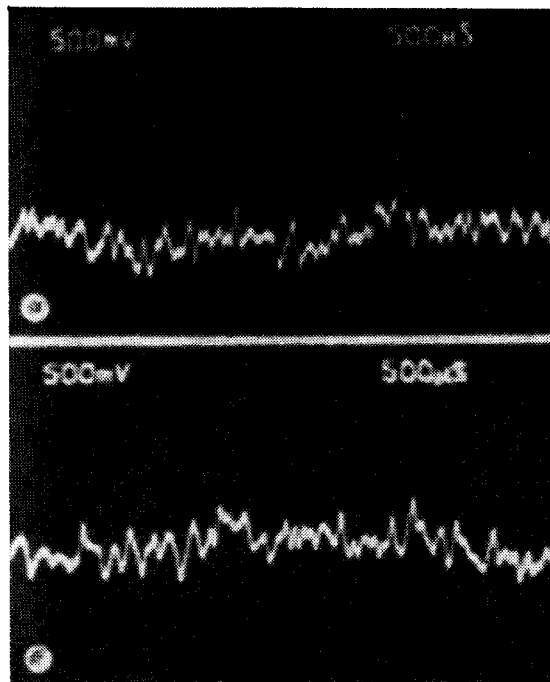


Рис. 2

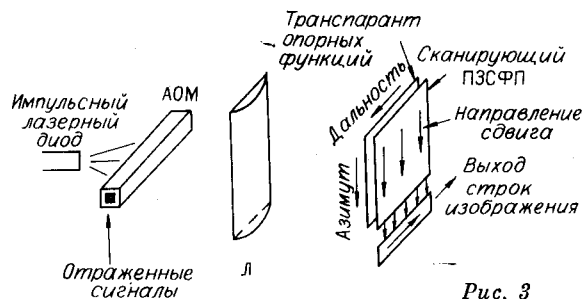


Рис. 3

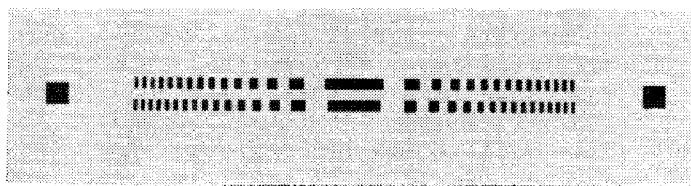


Рис. 4

эталонные сигналы заранее известны. В таком устройстве, помимо вычисления взаимно корреляционных функций, можно осуществлять линейные преобразования (Фурье, Уолша, Гапкеля) [8].

На основе рассмотренного коррелятора возможно построение различных систем для обработки радиосигналов. Например, в [9] приводится гибридный акустооптический коррелятор с опорной маской и сканирующим ПЗС-фотоприемником, предназначенный для обработки сигналов в антеннах с синтезируемой апертурой и работающий в реальном масштабе времени. Схема такого коррелятора дана на рис. 3. В системе используются зондирующие радиосигналы с линейной частотной модуляци-

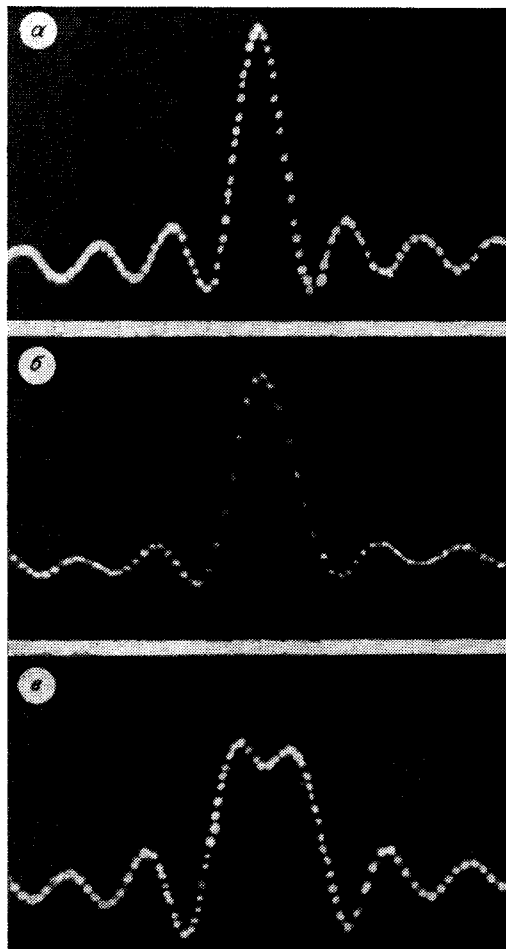


Рис. 5

На рис. 5, а—в показаны корреляционные функции, регистрируемые в трех каналах коррелятора. Для временной модуляции полупроводникового лазера использовался бипарный сигнал, состоящий из «0» и «1» и согласованный с сигналом, записанным в первом канале. В экспериментах использовался 500-элементный ПЗСФП типа «Координата-1».

Реализация схемы гибридного акустооптического коррелятора с опорной маской позволит сделать значительный шаг в направлении уменьшения размеров, массы и потребляемой мощности и отказаться от применения фотопленки для хранения промежуточных данных в оптических системах обработки сигналов антенн с синтезированной апертурой, что особенно важно для бортовых процессоров [9].

4. Рассмотренный выше коррелятор с опорной маской является, по существу, оптическим процессором, в котором осуществляется вектор-матричное перемножение. В таком процессоре дискретизированный во времени входной сигнал $f_k(t)$ образует вектор \mathbf{f} , который обрабатывается в соответствии с соотношением

$$\begin{aligned}
 g_{m,k} &= \sum_{n=1}^N f_{k,n} h_{m,n}, & m &= 1, 2, 3, \dots, M; \\
 f_{k,n} &= f_{k-N+h}, & n &= 1, 2, 3, \dots, N; \\
 f_k &= f_k(t) = f(t_k), & t_k &= t_0 + kT, k = 0, 1, 2, \dots
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Здесь T — период дискретизации входного сигнала $f(t)$. На маске M , состоящей из M столбцов и N строк, записана матрица коэффициентов

ей (ЛЧМ-сигналы). Принимаемые антенной отраженные сигналы после гетеродинирования подаются на акустооптический модулятор (АОМ). С помощью АОМ и линзы (Л) осуществляются сжатие ЛЧМ-сигналов и, таким образом, их селекция по времени прихода, т. е. по дальности. Сжатые сигналы регистрируются двумерным ПЗС-фотоприемником. Каждый столбец ПЗСФП соответствует своему дискрету дальности. Корреляционная обработка сжатых сигналов по азимуту осуществляется с помощью коррелятора с опорной сигнальной маской. Пропускание этой маски по столбцам имеет вид френелевской функции с параметром, изменяющимся от столбца к столбцу. Сдвиг зарядов по вертикали в ПЗСФП происходит с постоянной частотой, равной частоте повторения зондирующих импульсов. На выходе ПЗСФП непрерывно, строка за строкой, формируется изображение местности.

Нами проведены экспериментальные исследования коррелятора с опорной маской в виде френелевских функций. Вид фрагмента маски с двумя каналами представлен на рис. 4.

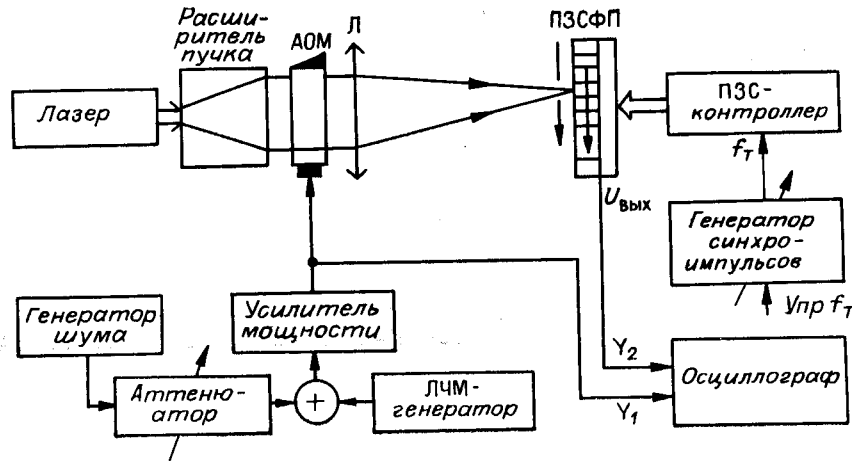


Рис. 6

$h_{m,n}$. В этом процессоре с приходом каждого нового значения f_k вычисляется новое полное (M значений) преобразование вида (1) над последними N значениями вектора \mathbf{f} : $f_{k-N+1}, f_{k-N+2}, \dots, f_{k-1}, f_k$. Можно сказать, что данный процессор осуществляет непрерывное перемножение входного вектора \mathbf{f} в скользящем окне размером N на матрицу коэффициентов $h_{m,n}$ размерностью $M \times N$, т. е. непрерывную конвейерную обработку входного вектора. Его результирующая производительность соответствует $M \times N$ операций «перемножение + сложение» за период дискретизации T . Существующая в настоящее время элементная база позволяет оценить эту производительность величиной $10^8 - 10^9$ опер./с ($M \approx 300, N \approx 300, T \approx 10^{-4}$ с).

К оптическим матричным процессорам в настоящее время проявляется большой интерес [4—6], так как они позволяют расширить возможности цифровых ЭВМ. В рассмотренном нами процессоре матрица коэффициентов $h_{m,n}$ задана и ее можно изменить путем замены маски. Для быстрой смены коэффициентов матрицы необходимо использовать двумерные пространственные динамические транспаранты. Имеющиеся в настоящее время двумерные модуляторы сложны и обладают недостаточно хорошими характеристиками, поэтому большой интерес представляют схемы вектор-матричных перемножителей на основе одномерных акустооптических модуляторов и сканирующих ПЗС-фотоприемников [5].

Акустооптический компенсатор дисперсии для наблюдения радионизлучения пульсаров. Использование сканирующего ПЗС-фотоприемника в известной схеме акустооптического анализатора спектра с пространственным интегрированием (рис. 6) позволяет применить эту схему для обработки сигналов пульсаров.

Как известно [16, 17], пульсары излучают короткие радиопульсы в широком диапазоне частот. При распространении этих импульсов в межзвездной среде низкочастотные компоненты излучаемого спектра из-за дисперсии получают запаздывание относительно высокочастотных компонентов. В результате дисперсии при наблюдении излучения в широкой полосе импульсы появляются вначале на высоких частотах полосы приема, а затем пересекают ее с некоторой скоростью. Это приводит к уширению наблюдаемых импульсов на выходе широкополосных детекторных приемников. Влияние дисперсии видно на рис. 7 [18], где показана зависимость времени прихода импульсов излучения от частоты для пульсаров с сильной и слабой дисперсией.

Для измерения параметров импульсов их необходимо предварительно сжать путем устранения влияния дисперсии, что существенно увеличивает отношение сигнал/шум и точность измерения параметров радионизлучения пульсаров. В настоящее время сжатие импульсов, как прави-

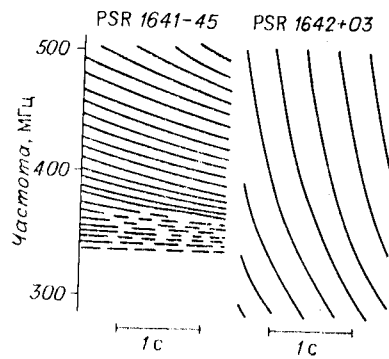


Рис. 7

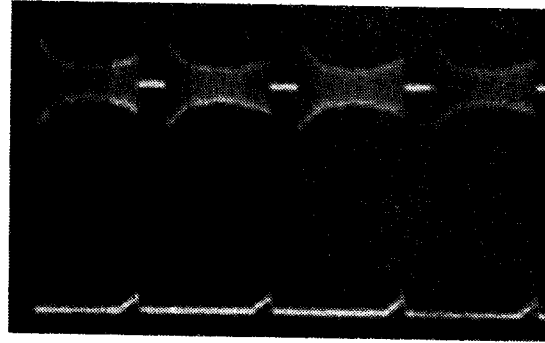


Рис. 8

ло, осуществляется с помощью многоканального банка фильтров, протектированные выходные сигналы которых складываются после соответствующей временной задержки, определяемой дисперсией среды [16, 17]. Недостатками такого компенсатора дисперсии являются ограниченное число каналов в банке фильтров, их значительная стоимость и сложность управления задержкой при наблюдении пульсаров с различной дисперсией.

Поскольку акустооптический анализатор спектра (АОАС) (см. рис. 6) эквивалентен многоканальному фильтровому анализатору [1—3], то, используя в нем скапирующий ПЗС-фотоприемник с соответствующей скоростью движения интегрирующих элементов, его можно применить для сжатия импульсов радиоизлучения пульсаров.

Если сигнал, подаваемый на АОМ в АОАС, свиврирует в полосе частот, как это имеет место при наблюдении пульсаров, то дифракционное световое пятно будет скапировать по элементам фотоприемника, освещая их по очереди. Когда в АОАС в качестве многоэлементного фотоприемника используется ПЗСФП в режиме скапирования, то при равенстве скоростей движения светового пятна и элементов фотоприемника один из элементов за время движения пятна и элементов фотоприемника один из элементов за время движения пятна по апертуре накопит максимальный заряд. Этот максимальный сигнал появляется на выходе фотоприемника в момент времени, однозначно связанный с моментом появления сигнала от пульсара на входе АОАС. Таким образом, акустооптический спектроанализатор с непрерывно скапирующим ПЗС-фотоприемником является многоканальным акустооптическим последетекторным (некогерентным) компенсатором дисперсии (АОКД). Параметры имеющихся в настоящее время АОМ и ПЗСФП позволяют реализовать АОКД с числом каналов $N_k \approx 10^3$. Полосы частот и центральные частоты данных АОМ хорошо стыкуются с параметрами приемных устройств, используемых в настоящее время при наблюдениях радиоизлучения пульсаров [16, 17].

Экспериментальные исследования работы акустооптического компенсатора дисперсии проводились на лабораторном макете, схема которого представлена на рис. 6. В его состав входят акустооптический анализатор спектра, источники радиосигналов, многоэлементный скапирующий ПЗС-фотоприемник и ПЗС-контроллер. АОАС выполнен по обычной схеме. Источником светового излучения служил гелий-неоновый лазер с выходной мощностью 3 мВт. В макете использовался АОМ на TeO_2 с центральной частотой $f_c = 70$ МГц и полосой рабочих частот $\Delta f = 20$ МГц. Временная апертура модулятора составляла $\tau_{\text{АОМ}} = 10$ мкс, что дает расчетное значение частотного разрешения АОАС $\delta f_p = 100$ кГц. В качестве скапирующего ПЗС-фотоприемника использовался 500-элементный ПЗСФП типа «Координата-1» (см. п. 3). Оптическая система выбиралась так, что элементу разрешения АОАС ($\delta f_p = 100$ кГц) соответствовало 2,5 элемента ПЗСФП. ПЗС-контроллер обеспечивал возможность перестройки скорости движения интегрирующих элементов в широких пределах.

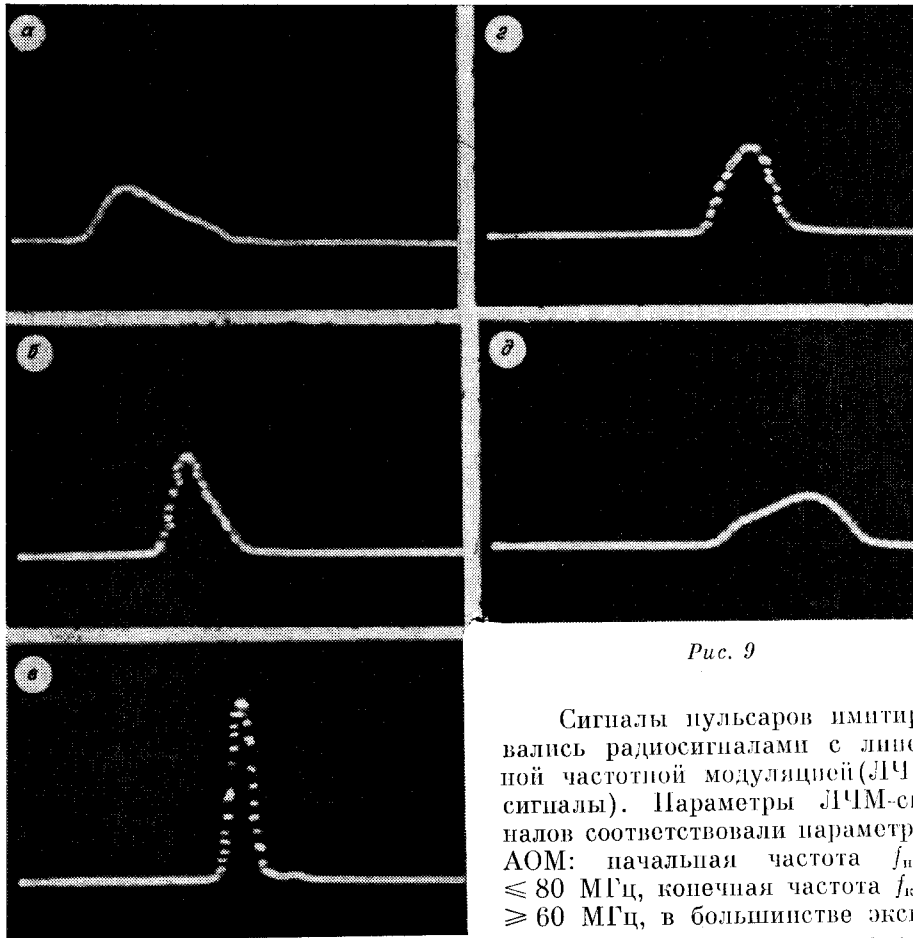


Рис. 9

Сигналы пульсаров имитировались радиосигналами с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ-сигналы). Параметры ЛЧМ-сигналов соответствовали параметрам АОМ: начальная частота $f_n \leq 80$ МГц, конечная частота $f_k \geq 60$ МГц, в большинстве экспериментов длительность сигнала τ_n составляла 80 мс.

Были проведены эксперименты по сжатию радиоимпульсов, измерению периода их следования, выделению радиоимпульсов из-под шума, поиску периодических радиоимпульсов с неизвестной скоростью частотной модуляции (неизвестной мерой дисперсии). Некоторые из полученных результатов показаны на рис. 8, 9, где приведены осциллограммы, снятые с экрана двухлучевого осциллографа (см. также [15]).

На рис. 8 верхний луч представляет последовательность ЛЧМ-импульсов, подаваемых на АОМ, а нижний — выходной сигнал с ПЗСФП при синхронизации скорости частотной модуляции в ЛЧМ-сигнале и скорости скалирования элементов ПЗСФП (скорости перемещения дифракционного пятна от ЛЧМ-сигнала и элементов ПЗСФП равны). Масштаб по горизонтали 50 мс/дел. Измеренная длительность сжатого импульса составила 0,44 мс, следовательно, коэффициент сжатия был равен 180, что близко к расчетному значению.

На рис. 9 показано влияние рассинхронизации на выходной сигнал акустооптического компенсатора дисперсии. На рис. 9, в подробно представлен выходной сигнал для случая равенства скоростей движения элементов ПЗСФП и дифракционного пятна. На рис. 9, а, б скорость движения элементов ПЗСФП больше скорости движения пятна соответственно на 2,9 и 1,45 %; на рис. 9, г, д — меньше соответственно на 1,45 и 2,9 %. Из рисунков видно, что при рассинхронизации уменьшается амплитуда и увеличивается ширина выходного сигнала ПЗСФП. Это обстоятельство позволяет измерять скорость частотной модуляции (меру дисперсии) с точностью до 1 %. Асимметрия выходного сигнала ПЗСФП

определяется асимметрией амплитудно-частотной характеристики АОМ относительно центральной частоты f_c .

Экспериментальные результаты, полученные на макете акустооптического компенсатора дисперсии, позволяют сделать вывод о возможности применения таких компенсаторов при наблюдениях пульсаров. Применение акустооптических компенсаторов дисперсии даст возможность повысить чувствительность наблюдений за счет увеличения полосы приемника при обеспечении высокого временного разрешения. Схема акустооптического компенсатора достаточно проста, необходимая элементная база хорошо развита, а имеющийся практический опыт в разработке акустооптических анализаторов спектра может быть непосредственно использован при создании акустооптических компенсаторов дисперсии.

АОКД может быть легко состыкован с ныне действующими программно-аппаратными комплексами по поиску и обработке сигналов пульсаров [17].

Таким образом, приведенные в статье результаты показывают, что использование ПЗС-фотоприемников, работающих в режиме накопления со сдвигом или режиме сканирования, когда в ПЗСФП осуществляется дополнительная обработка аналогового сигнала, позволяет расширить область применения оптических процессоров и значительно упростить некоторые системы обработки.

Авторы выражают благодарность И. С. Гибину и П. М. Шипову за предоставление образца АОМ для проведения исследований макета компенсатора дисперсии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Есепкина П. А., Рыжков Н. Ф., Грачев В. Г. и др. Акустооптический спектрометр для радиотелескопа РАТАН-600 // Письма в АЖ.— 1984.— Т. 10, № 6.
2. Cole T. W. Electro-optic spectrograph for radio astronomy // Opt. Technol.— 1979.— V. 4.— P. 31.
3. Kaifu N., Chicada Y., Miyaju T., Ukita N. Acousto-optical radiospectrometer of Tokyo astronomical observatory // Nobeyama Radio Observatory Technical Report.— 1980.— N 3.— P. 11.
4. Оптическая вычислительная техника: Тем. вып. // ТИИЭР.— 1984.— Т. 72, № 7.
5. Родес У. Т., Гилфойл П. С. Архитектура акустооптических алгебраических процессоров // Там же.
6. Псалтис Д. Двумерная оптическая обработка сигналов с использованием одномерных входных устройств // Там же.
7. Caulfield H. J., Neff J. A., Rhodes W. T. Optical computing: The coming revolution in optical signal processing // Laser Focus.— 1983.— V. 19, N 11.— P. 100.
8. Monahan M. A., Bocker R. P., Bromley K., Louie A. Incoherent electrooptical processing with CCD's // Digest International Optical Computing Conference.— Washington, 1975.— P. 25.
9. Psaltis D., Wagner K. Real-time optical synthetic aperture radar (SAR) processor // Opt. Eng.— 1982.— V. 21, N 5.— P. 822.
10. Есепкина Н. А., Заброева В. П., Котов Б. А., Лавров А. П. Исследование оптического коррелятора с опорной сигнальной маской и сканирующим ПЗС-фотоприемником // Письма в ЖТФ.— 1984.— Т. 10, вып. 19.
11. Пресс Ф. П. Формирователи видеосигналов на приборах с зарядовой связью.— М.: Радио и связь, 1981.
12. Барб Д. Ф., Кэмпана С. Изображающие приборы с зарядовой связью // Достижения в технике передачи и воспроизведения изображения/Под ред. Б. Кейзана: Пер. с англ.— М.: Мир, 1980.— Т. 3.
13. Арутюнов В. А., Есепкина П. А., Котов Б. А. и др. Выходные устройства систем оптической обработки информации на основе приборов с зарядовой связью // Опτικο-электронные методы обработки изображений/Под ред. С. Б. Гуревича.— Л.: Наука, 1982.
14. Есепкина Н. А., Зверев Ю. К., Иоффе С. А. и др. Лазерный пивеллр для юстировки поверхности радиотелескопов/ЛФСаО АН СССР.— Л., 1983.— Рукопись деп. в ВИНТИ, № 4115—83.
15. Бахрах Л. Д., Есепкина Н. А., Лавров А. П. Оптические процессоры со сканирующими ПЗС-фотоприемниками // Современное состояние и перспективы оптических методов передачи, хранения и обработки информации.— Л.: ЛИЯФ, 1984.

16. Смит Ф. Г. Пульсары: Пер. с англ.— М.: Мир, 1979.
 17. Выжлов Б. В., Иванова В. В., Извекова В. А. и др. Автоматизация обработки наблюдений пульсаров // Техника и методы радиоастрономического приема/Тр. ФИАН.— М.: Наука, 1977.— Т. 93.
 18. Cole T. W. Radio observation with a wide fractional band — width // Proc. Astronom. Soc. Australia.— 1979.— V. 5, N 3.— P. 330.

Поступила в редакцию 1 ноября 1985 г.

УДК 681.7.013.82

В. И. КОЗИК, А. Н. ОПАРИН, О. И. ПОТАТУРКИН

(Новосибирск)

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ГОЛОГРАФИЧЕСКОГО КОРРЕЛЯТОРА, СОПРЯЖЕННОГО С ВИДЕОПРОЦЕССОРОМ

Голографические корреляторы интенсивности (ГКИ) с квазимонохроматической ЭЛТ и вводом обрабатываемой информации из телевизионного канала могут успешно использоваться в оптико-электронных системах (ОЭС) распознавания изображений в качестве блока оптической обработки [1—4]. Однако включение в схему коррелятора квазимонохроматической ЭЛТ накладывает свои ограничения на его пропускную способность (число разрешимых элементов), поэтому становится актуальным вопрос исследования характеристик ГКИ в зависимости от параметров ЭЛТ. Кроме того, для эффективного распознавания целесообразно проводить предобработку локальными операторами, которые в отличие от интегральных реализуются без снижения быстродействия аппаратными электронными средствами. В этом случае становится существенным вопрос выбора алгоритма предобработки (который должен быть «заяян» в соответствующий процессор) на основе оценки дискриминантных свойств корреляционных функций, полученных в конкретной ОЭС с учетом метрологии коррелятора. Цель работы заключается: в создании ОЭС, состоящей из ГКИ с квазимонохроматической ЭЛТ и сопряженного с ним по входу и выходу универсального видеопроцессора [5], управляемого от микроЭВМ; в исследовании влияния параметров оптической системы ГКИ и квазимонохроматической ЭЛТ на разрешение коррелятора; в оценке эффективности распознавания реальных объектов при различных алгоритмах предобработки.

Рассмотрим принцип работы ОЭС, схема которой приведена на рис. 1. Изображения распознаваемых объектов с помощью ТВ-камеры 1 вводятся в видеопроцессор 2. Структура видеопроцессора и принцип действия изложены в [5, 6], поэтому в данной работе ограничимся кратким описанием его функциональных возможностей.

Расознаваемые изображения (РИ) через АЦП и коммутатор регистрируются в телевизионном темпе в любом из двух «кубов» памяти (8 разрядов, 512×512 элементов). Над регистрируемыми и хранящи-

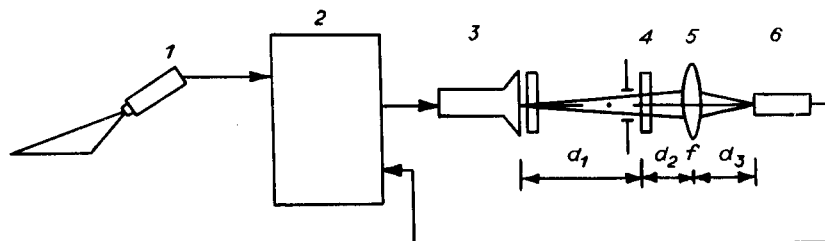


Рис. 1