

7. Горбунов В. И., Попов А. А., Стоянов А. К. Линейная фильтрация в трехмерном отображении радиографической информации.— Дефектоскопия, 1978, № 7.
8. Бердонос В. А., Горбунов В. И., Стоянов А. К. Голографический синтез 3-мерных рентгеновских изображений.— В кн.: Материалы 7-й Всесоюз. школы по голографии. Л.: изд. ЛИЯФ, 1975, с. 278—288.

*Поступила в редакцию 27 июля 1979 г.;
окончательный вариант — 5 июня 1980 г.*

УДК 621 : 396.677.8.001.5

Е. Н. ВОРОНИН, А. Ю. ГРИНЕВ, В. С. ТЕМЧЕНКО

(Москва)

КОГЕРЕНТНО-ОПТИЧЕСКИЙ ПРОЦЕССОР РАДИОСИГНАЛОВ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Антенные решетки (АР) с когерентно-оптической (КО) обработкой сигнала позволяют осуществлять параллельный обзор пространства непрерывным веером остронаправленных диаграмм направленности (ДН) [1—3]. Такие АР состоят из собственно приемной активной АР (излучателей и приемников в трактах излучателей), сигналы которой (усиленные и преобразованные на промежуточную частоту) управляют соответствующими каналами пространственно-временного модулятора света (ПВМС), образуя тем самым оптическую модель принимаемого излучения. Последняя подвергается фурье-преобразованию, в результате чего на выходе процессора формируется оптический образ распределения источников излучения, который регистрируется системой съема (фотоприемник — интерфейс — ЭВМ).

Большинство результатов, как теоретических, так и экспериментальных [1—3], получены для АР с КО-обработкой, где в качестве устройства ввода служат акустооптические [1, 2] либо электронно-адресуемые [4] ПВМС. Такие устройства с рядом определенных преимуществ [5, 6], малопригодны для плоскостных (двумерных) АР [3], труднореализуемы при числе элементов линейной АР свыше 100, не позволяют обрабатывать сигналы с длительностью более 100 мкс (путем использования довольно сложных многоходовых звукопроводов удается увеличить это время в несколько раз), что соответственно ограничивает разрешение по частоте значениями 10—15 кГц [5].

В свете изложенного представляются перспективными процессоры на двумерных многоканальных ПВМС с линейным электрооптическим эффектом Поккельса [7]. При этом извлечение и обработка некоординатной информации могут быть осуществлены за счет когерентного съема (путем оптического гетеродинирования) и традиционных (включая КО) методов обработки временного сигнала. В ряде работ [6, 8, 9] теоретически исследованы энергетические, точностные и дисперсионные характеристики АР с процессорами на подобных ПВМС, выявлены их специфика и новые возможности.

Цель настоящей статьи — экспериментальное подтверждение некоторых результатов указанных работ и оценка практических возможностей реализации таких систем.

Исследования проводились на установке, схема которой представлена на рис. 1. Она содержит He-Ne-лазер 1, коллиматор (микрообъектив 2, диафрагма 3, линза 4), цилиндрическую линзу 5 ($f = 0,5$ м), ими-

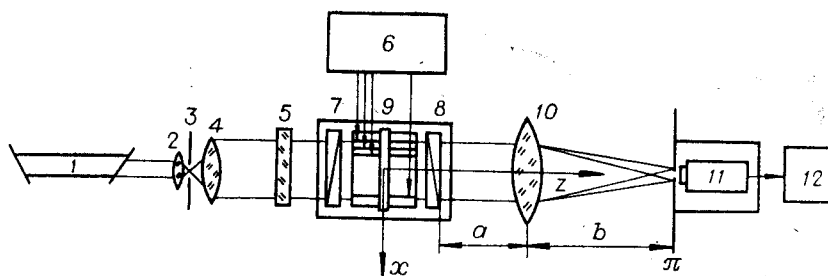


Рис. 1. Экспериментальная схема установки.

татор 6 сигнала 16-элементной линейной АР, поляризатор 7 и анализатор 8, электрооптический элемент 9, объектив 10 ($O-2$, $f = 0,6$ м), фотоэлектрический преобразователь 11 (ФЭУ-28) и устройство регистрации 12. Имитатор 6 включает задающие генераторы (соответствующие отдельным каналам), 16-канальный усилитель с независимым управлением амплитуды (от 0 до 50 В) и фазы (от 0 до 360° с дискретностью 3°) сигналов. Он позволяет моделировать на промежуточной частоте любую комбинацию сигналов линейной 16-элементной АР. Электрооптический элемент 9 модулятора состоит из двух идентичных пластин ($16 \times 8 \times 0,5$ мм³) монокристалла танталата лития 90° -ного среза, на которые напылением нанесены по 32 параллельных электрода шириной 250 мкм и шагом 400 мкм. Для термокомпенсации между кристаллами установлена полуволновая пластина [7]; полуволновое напряжение ПВМС 70 (± 5) В.

В соответствии с [6, 8] выходная дифрактограмма процессора (в плоскости π на рис. 1) представляет собой суперпозицию нулевого порядка дифракции (паразитной засветки, обусловленной режимом работы ПВМС) и ± 1 -х порядков дифракции, комплексно-сопряженных и центрально-симметричных относительно оси процессора, интенсивность которых пропорциональна двумерной свертке углового спектра мощности принимаемого радиоизлучения с диаграммой направленности (ДН) АР по мощности (при работе ПВМС в нелинейном режиме возможно также появление и высших порядков дифракции). В случае приема излучения точечных источников последние отображаются в виде дифракционных пятен с распределением интенсивности, совпадающим с ДН по мощности. Положение максимумов этих пятен определяет координаты радиообъектов.

На рис. 2 показаны снимки выходной дифрактограммы и результаты ее фотометрирования при различных положениях одного (a — $в$) и двух ($г$) радиоисточников. Как видно, выходная дифрактограмма периодична (обусловлено эквидистантностью каналов ПВМС) и взвешена огибающей в виде зрачка каналов ПВМС (горизонтальная ось проградуирована равномерной шкалой направляющего косинуса $\cos \Theta$, область радиовидимости $|\cos \Theta| \leq 1$ дана в градусах, причем угол Θ отсчитывается от оси линейной АР). В данном эксперименте процессор воспроизводит ДН вида $\sin^2(0,5 NdK \cos \Theta) / \sin^2(0,5 dK \cos \Theta)$ ($N = 16$ — количество элементов АР, d — шаг АР, $K = 2\pi/\Lambda$ — волновое число, $d/\Lambda = 0,5$) (см. рис. 2, a). Поскольку используется амплитудный (двухполосный [6, 8]) ПВМС, то выходная картина (см. рис. 2, b — $г$) воспроизводится в виде симметричных ± 1 -х порядков дифракции. Нулевой порядок дифракции здесь подавлен (см. рис. 2, b , $г$) благодаря балансному режиму модуляции света (все каналы ПВМС в отсутствие сигнала затемнены).

Наличие сопряженных образов (см. рис. 2) приводит к двужначности определения координат радиообъектов (Θ или $180^\circ - \Theta$). Ее устранение возможно одним из способов, отмеченных в [9]. Наиболее эффективным представляется метод «эквивалентной» линзы, суть которого заключается в следующем [9]. Операция фурье-преобразования апертур-

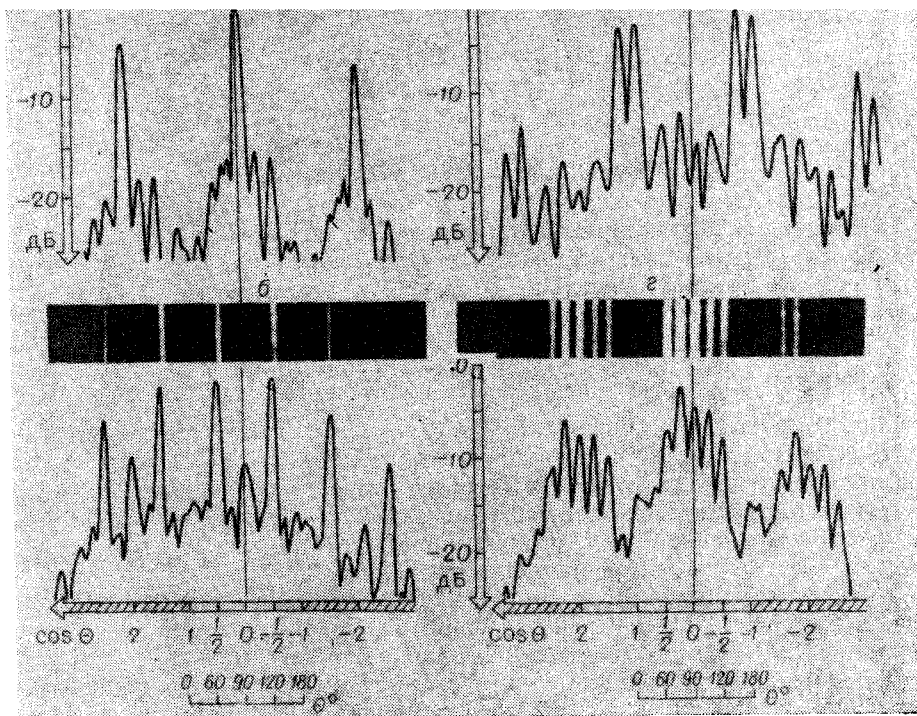


Рис. 2. Образцы точечных радиообъектов:

a — один радиообъект ($\theta=90^\circ$), *б* — один радиообъект ($\theta=60^\circ$) и сопряженный образ ($\theta=120^\circ$),
г — один радиообъект ($\theta=30^\circ$) и сопряженный образ ($\theta=150^\circ$), *з* — два радиообъекта ($\theta_1=$
 $=60^\circ$, $\theta_2=75^\circ$) и их сопряженные образы ($\theta_1=120^\circ$, $\theta_2=105^\circ$).

ного отклика АР $\hat{\mathcal{F}}\{\dots\}$ может быть представлена в следующем виде:

$$\hat{\mathcal{F}}\{\dots\} = \exp\left[-\frac{if}{2k}\omega_x^2\right]\hat{L}_a\{\dots\}, \quad (1)$$

где

$$\hat{L}_a\{\dots\} = \left[\dots \exp\left(-\frac{if}{2k}\omega_x^2\right)\right] \otimes \dots \otimes \exp\left(\frac{if}{2k}\omega_x^2\right),$$

f — фокусное расстояние объектива l_0 , k — волновое число света, а $\omega_x = (k/f)x$.

Поскольку операции $\hat{\mathcal{F}}$ и \hat{L} тождественны с точностью до несущественного фазового множителя, то вместо фурье-преобразования объективом l_0 можно использовать дифракцию света в слое пространства f , описываемую двумерной сверткой. Для этого необходимо промодулировать апертурный отклик квадратичным фазовым множителем $\exp\left(-\frac{if}{2k}\omega_x^2\right)$, что можно осуществлять на уровнях ПВМС и АР с помощью «эквивалентной» сферической линзы, выполненной на фазоуправляющих элементах. Пусть «эквивалентная» линза реализована на отрезках линии передачи длины Z_m (m — номер излучателя) с Т-волнами. Тогда фокусное расстояние f_0 этой линзы [9]

$$f_0 = (2\pi\nu/\Omega)l. \quad (2)$$

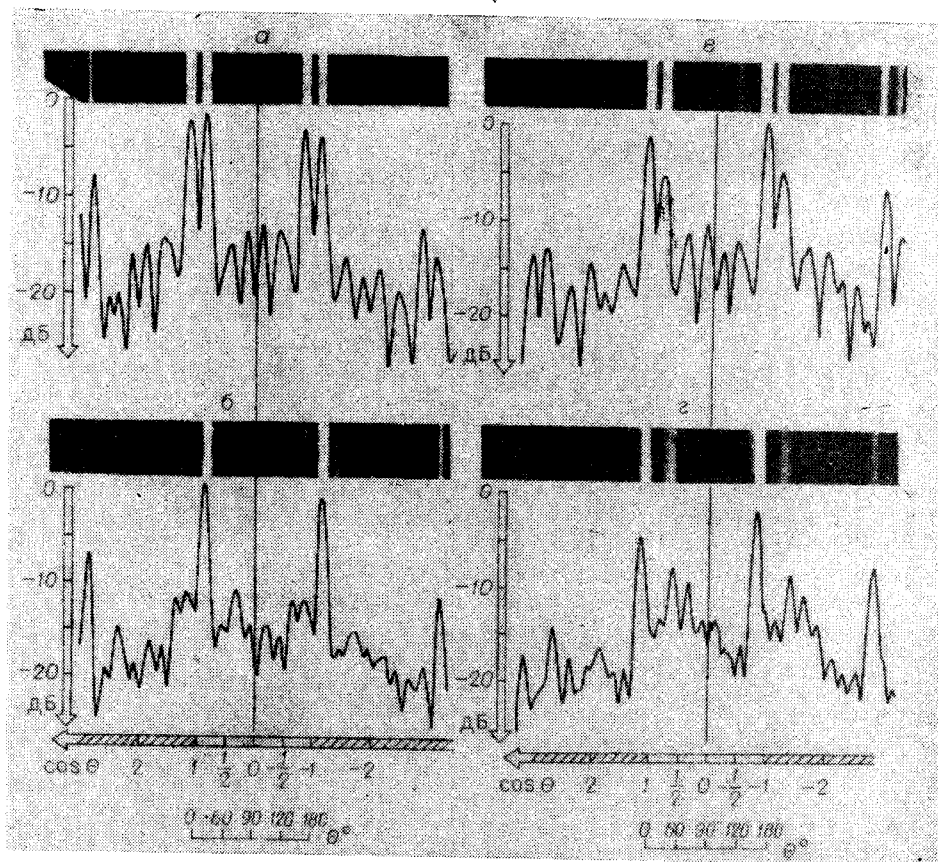


Рис. 3. Результаты эксперимента по реализации «эквивалентной» линзы: а — один радиообъект ($\theta=30^\circ$) и сопряженный образ ($\theta=150^\circ$), б — подавление сопряженного образа ($\theta=150^\circ$) «выпуклой эквивалентной» линзой с $f_0 = 12$ м, в — подавление сопряженного образа ($\theta=30^\circ$) «вогнутой эквивалентной» линзой с $f_0 = 24$ м, г — подавление образа ($\theta=30^\circ$) «вогнутой эквивалентной» линзой с $f_0 = 6$ м.

Здесь $l = x_m^2 / 2nZ_m$ — инвариант номера излучателя m ($2\pi v$, Ω — угловые частоты света и радиоволны соответственно, n — показатель преломления линии передачи с Т-волной).

Наличие «эквивалентной» линзы порождает ряд возможностей [9], в частности, позволяет дефокусировать (подавлять) сопряженный образ. Действительно, согласно (2) «эквивалентная» линза является собирающей ($f_0 > 0$) для +1-го порядка дифракции ($\Omega > 0$) и рассеивающей ($f_0 < 0$) для -1-го порядка ($\Omega < 0$). При равномерном амплитудно-фазовом распределении возбуждения элементов линейной АР рассеянный образ $F^{(-)}$ выражен через интеграл Френеля и подавлен по сравнению со сфокусированным $F^{(+)}$ [9]:

$$[F^{(-)}(0)/F^{(+)}(0)]^2 = \lambda f_0 / 2(\Delta x)^2, \quad (3)$$

где λ — длина волны света, Δx — линейный размер ПВМС.

Чем меньше f_0 , тем сильнее рассеивается сопряженный образ. Так, например, подавление составляет 30 дБ при $\Delta x = 16$ мм, $\lambda = 0,63$ мкм и $f_0 = 1$ м. Однако эффект зрачка канала модулятора [9] безлинзового КОПа отличен от изученного в [9]. В данном процессоре этот эффект приводит к необходимости выполнения следующего требования:

$$\delta_x \leq 0,1\lambda f_0 / \Delta x \quad (4)$$

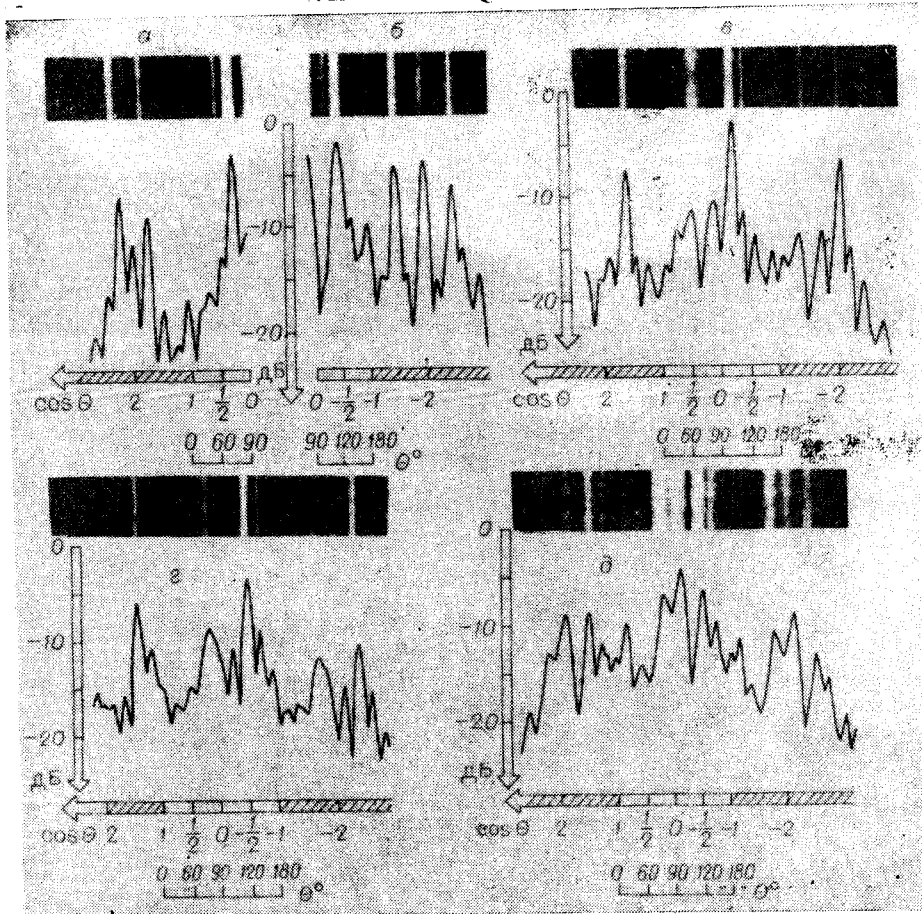


Рис. 4. Результаты эксперимента по частотной избирательности процессора:
 а — один радиообъект ($\Theta = 75^\circ$, $\Omega_{\text{пр}}/2\pi = 100$ кГц), б — сопряженный образ одного радиообъекта ($\Theta = 120^\circ$, $\Omega_{\text{пр}}/2\pi = 200$ кГц), в — подавление образа (а) «выпуклой эквивалентной» линзой с $f_0 = 12$ м, г — подавление образа (б) «выпуклой эквивалентной» линзой с $f_0 = 6$ м, д — образы (в) и (г) в спектральной плоскости «эквивалентной» линзы с $f_0 = 6$ м.

(δ_x — ширина зрачка какала модулятора), которое обеспечивает пересечение ДН всех зрачков каналов модулятора на уровне, гарантирующем неискаженное воспроизведение углового спектра радиоизлучения во всей зоне обзора. В исследуемом макете $\delta_x = 100$ мкм (задается размером канала маски), $\Delta x = 8$ мм, $\lambda = 0,63$ мкм, поэтому из (4) следует, что $f_0 \geq 12$ м.

На рис. 3, а показаны основной и сопряженный образы при отсутствии в системе «эквивалентной» линзы. При использовании «выпуклой эквивалентной» линзы с $f_0 = 12$ м сопряженный образ в соответствии с (3) подавляется на -12 дБ, что согласуется с экспериментом (см. рис. 3, б). Для сокращения габаритов установки при $f_0 = 12$ м применяется вспомогательный объектив (О-2, $f = 0,6$ м), при этом расстояний f_0 , f , а и б (см. рис. 1) должны удовлетворять условию $1/b = 1/f_0 + 1/f - a/(f_0 f)$. На рис. 3, в, г приведена дифрактограмма, полученная для случая «вогнутой эквивалентной» линзы с $f_0 = 24$ м (подавление сопряженного образа на -9 дБ) и $f_0 = 6$ м соответственно. Отметим, что при $f_0 = 6$ и выполнении условия (4) подавление сопряженного образа достигало бы уровня -15 дБ, однако из-за эффекта зрачка (нарушение условия (4))

ожидаемый уровень не достигается (см. рис. 3, *г*). Если требуется осуществлять более глубокое подавление сопряженного образа, необходимо уменьшать f_0 (3), что требует уменьшения размера δ_x (4).

В соответствии с (2) фокусное расстояние ($z = f_0$) эквивалентной линзы, реализованной на линиях с волной типа Т зависит от частоты (Ω) принимаемого радиосигнала, при этом градуировка выходной плоскости КОПа в координатах направляющих косинусов от Ω не зависит [9]. Поэтому вдоль оси z можно наблюдать распределение спектра принимаемого сигнала с разрешением [9] $\delta\Omega/2\pi \leq c/2nZ_0$ (c — скорость света, $Z_0 = \Delta x^2/8l$). Отмеченный эффект позволяет, например, осуществлять грубую селекцию радиосигналов по частоте.

На рис. 4 представлены результаты эксперимента, качественно подтверждающие частотную избирательность рассматриваемого процессора. С помощью имитатора воспроизводился сигнал, принимаемый АР от двух радиообъектов с $\Theta_1 = 120^\circ$ и $\Theta_2 = 75^\circ$, частоты которых отличаются в 2 раза. Для этого использовались два задающих генератора на частотах 100 и 200 кГц и линии задержки (ЛЗТ-1), реализующие необходимые фазовые соотношения между каналами имитатора на этих частотах. На рис. 4, *а*, *б* показаны левые и правые половинки симметричных дифрактограмм, соответствующих указанным объектам, полученные на выходе обычного фурье-процессора (без «эквивалентной» линзы). На рис. 4, *в*, *г* изображены образы тех же объектов на выходе процессора с «эквивалентной» линзой на уровне АР, подтверждающие эффект его избирательности по частоте. Качественно это более заметно на рис. 4, *д*, где в фокальной плоскости «эквивалентной» линзы $f_0 = 6$ м демонстрируются сфокусированный сопряженный образ объекта ($\Theta = 120^\circ$) и дефокусированный образ ($\Theta = 105^\circ$), плоскость фокусировки которого совпадала бы с фокусной плоскостью «эквивалентной» линзы с $f_0 = 12$ м.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ламберт Л., Арм М., Аймет А. Электронно-оптическая обработка в фазированных антенных решетках.— Зарубеж. радиоэлектроника, 1968, № 8.
2. Бахрах Л. Д., Курочкин А. П., Руднева С. Г. Использование ультразвукового модулятора света для параллельной обработки сигналов антенных решеток.— Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общ. техн., 1972, вып. 1.
3. Гринев А. Ю., Воронин Е. Н. Антенные решетки с обработкой сигнала методами когерентной оптики — радиооптические антенные решетки.— Зарубеж. радиоэлектроника, 1977, № 9.
4. Casasent D., Casasayas F. Electro-Optical Processing of Phased-Array Antenna Data.— Appl. Opt., 1972, vol. 11, N 5.
5. Акустооптические методы обработки информации. Л.: Наука, 1978.
6. Гринев А. Ю., Воронин Е. Н., Курочкин А. П. Плоские радиооптические антенные решетки.— В кн.: Радиолография и оптическая обработка информации в микроволновой технике. Л.: Наука, 1980.
7. Панкратов В. М., Фомичев Н. Н., Демина Т. П., Егина Т. Б. Шестнадцатиканальный электрооптический модулятор лазерного излучения на основе таллатата лития.— Электрон. техника. Сер. Квант. электроника, 1975, вып. 1.
8. Гринев А. Ю., Воронин Е. Н. Преобразование пространственно-временного спектра антенными решетками с обработкой сигнала методами когерентной оптики.— Изв. высш. учебн. заведений. Радиоэлектроника, 1979, т. XXI, № 2.
9. Воронин Е. Н., Гринев А. Ю. Особенности преобразования пространственно-временного спектра плоскими антенными решетками с когерентно-оптической обработкой сигнала.— Изв. высш. учебн. заведений. Радиоэлектроника, 1979, т. XXII, № 10.

Поступила в редакцию 7 июня 1979 г.