

Ю. А. БЫКОВСКИЙ, В. Г. ЖЕРЕГИ, Ю. П. КУЛЬЧИН, Ю. Д. ПОРЯДИН,
В. Л. СМЕРНОВ, Л. Г. СТАЦЕНКО, Н. Н. ФОМИЧЕВ
(Москва)

**ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ВОЛНОВОДНЫХ
МОДУЛЯТОРОВ СВЕТА
ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ФОРМИРОВАНИЕМ ДИАГРАММЫ
НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЕЙНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ**

В последнее время оптические методы обработки получают все большее распространение при исследовании диаграмм направленности и пространственно-частотных характеристик антенн, а также при оценке и анализе обстановки в радио- и гидролокации [1—5]. Важное достоинство оптических процессоров при решении указанных задач состоит в легкости и простоте выполнения различных интегральных операций. Особый интерес для обработки сигналов фазированных антенных решеток (ФАР) представляют фурье-процессоры, схемы которых являются аналогами оптических моделей ФАР. Необходимость обработки и управления сигналами ФАР в реальном времени предъявляет особые требования к пространственно-временным модуляторам света, используемым для ввода информации в оптические процессоры. Эти требования вытекают из условий обеспечения высокого быстродействия, широкополосности, компактности, низкого энергопотребления и надежности устройств обработки сигналов [2, 4, 5]. Как показали результаты исследований [6, 7], перечисленным выше требованиям могут удовлетворять фазовые многоканальные волноводные модуляторы, которые использовались в качестве волноводных пространственно-временных модуляторов света (ВПВМС), в частности для обработки сигналов приемных линейных ФАР. Наряду с этим, свойство обратимости волновых процессов [5] позволяет использовать ВПВМС также для наблюдения и контроля в реальном времени диаграмм направленности излучающих линейных ФАР, которые могут заменяться в процессе работы из-за возможных ошибок фазового и амплитудного возбуждения преобразователей антенн вследствие изменения характеристик устройств управления и взаимодействия элементов [8, 9].

Поэтому цель настоящей работы — исследование возможности использования ВПВМС для управления диаграммой направленности линейной акустической ФАР.

Обобщенная схема оптического процессора, используемого в работе, приведена на рис. 1. В качестве пространственно-временного модулятора света применялся 26-канальный фазовый ВПВМС, принцип действия

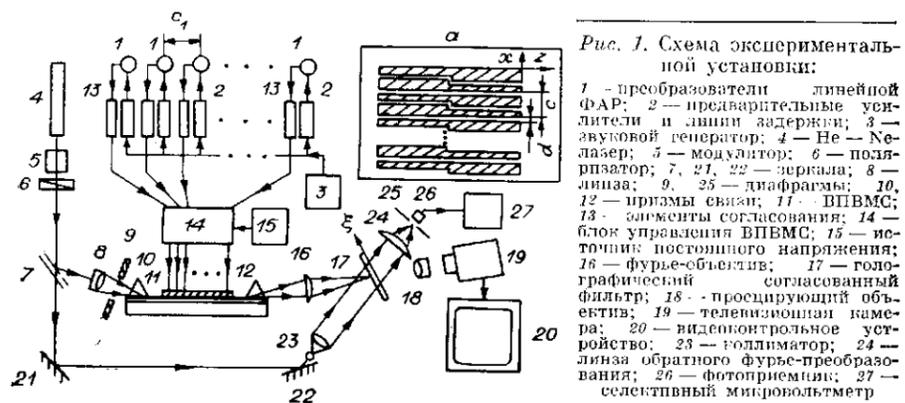


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:

1 — преобразователи линейной ФАР; 2 — предварительные усилители и линии задержки; 3 — звуковой генератор; 4 — He-Ne лазер; 5 — модулятор; 6 — поляризатор; 7, 21, 22 — зеркала; 8 — линза; 9, 25 — диафрагмы; 10, 12 — призмы связи; 11 — ВПВМС; 13 — элементы согласования; 14 — блок управления ВПВМС; 15 — источник постоянного напряжения; 16 — фурье-объектив; 17 — голографический согласованный фильтр; 18 — просцирующий объектив; 19 — телевизионная камера; 20 — видеоконтрольное устройство; 23 — воллимитор; 24 — линза обратного Фурье-преобразования; 26 — фотоприемник; 27 — селективный микровольтметр

которого описан в [7]. Расположение каналов и управляющих электродом ВПВМС показано на рис. 1, а. Модулятор изготавливался на основе монокристалла LiNbO_3 Y-среза. Длина каналов $l = 10$ мм, ширина $d = 7$ мкм, период следования $c = 42$ мкм. Полуволновое напряжение на длине волны света $\lambda = 0,63$ мкм для всех каналов практически одинаковое: $U_{\lambda/2} \approx 4,5$ В. Измеренные значения межэлектродной емкости показали, что полоса частот, обрабатываемых с помощью ВПВМС-сигналов, может достигать ~ 300 МГц.

Рассмотрим принципы управления диаграммой направленности и обработки сигналов ФАР при использовании волноводного модулятора. Каждый канал модулятора через согласующие и корректирующие цепи связывается с соответствующим элементом линейной ФАР. Напряжение, поступающее с n -го преобразователя ФАР на n -й канал ВПВМС, изменяется по гармоническому закону:

$$U_n = U_{n0} \sin(\omega t + \varphi_n),$$

где U_{n0} — амплитуда напряжения; φ_n — фаза сигнала излучаемого или принимаемого ФАР; ω — циклическая частота сигнала; t — время. В этом случае изменение фазы света в n -м канале равно

$$\psi_n(t) = \pi \frac{U_n}{U_{\lambda/2}} = \psi_{n0} \sin(\omega t + \varphi_n), \quad (1)$$

где $\psi_{n0} = \pi U_{n0}/U_{\lambda/2}$ — амплитуда изменения фазы света. Используя (1) и [5], функцию пропускания ВПВМС, модулирующую фазу света в направлении оси X , можно представить в виде

$$\tau(x, t) = \sum_{n=1}^N \exp[(i\beta - \alpha)l] \exp\{i[\chi_n + \psi_n(t)]\} \text{rect}\left(\frac{x - nc}{d}\right). \quad (2)$$

Здесь N — число каналов и элементов соответственно в ВПВМС и ФАР; β — константа распространения моды в канале модулятора [10]; α — коэффициент затухания света в канале; χ_n — фазовый сдвиг, возникающий при подаче на n -й канал постоянного смещения от внешнего источника постоянного напряжения.

При освещении каналов модулятора модой волновода с плоским волновым фронтом вдоль оси X распределение комплексной амплитуды света на выходе из ВПВМС описывается выражением

$$E(x, y, t) = E_0 \tau(x, t) u(y), \quad (3)$$

где E_0 — амплитуда моды на входе в ВПВМС; $u(y)$ — функциональная зависимость распределения поля моды по толщине волновода [10]. Поскольку модулирующий сигнал в световую волну вводится только в направлении оси X , в дальнейшем зависимость от координаты Y рассматривать не будем.

Если выходная плоскость ВПВМС совпадает с передней фокальной плоскостью Фурье-объектива процессора, то в его задней фокальной плоскости формируется пространственный спектр сигнала, описываемого соотношениями (2), (3):

$$\mathcal{F}(\xi, t) \approx K \frac{\sin \frac{k d \xi}{2F}}{k d \xi} \sum_{n=1}^N \exp\left\{i \left[\frac{k c \xi n}{F} + \chi_n + \psi_n(t) \right]\right\}, \quad (4)$$

где ξ — координата в плоскости формирования Фурье-спектра; F — фокусное расстояние объектива; $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число; K — постоянный амплитудно-фазовый множитель.

В случае, когда ФАР излучает или принимает сигнал в направлении с азимутальным углом Θ , то в отсутствие взаимодействия элементов обычно выполняется условие равновозбуждения элементов [8, 9], т. е. $\psi_{10} = \psi_{20} = \dots = \psi_0$, а $\varphi_n = n2\pi c_1 \sin \Theta / \lambda_c = \varphi_0 n$, где λ_c — длина волны сиг-

нала; c_1 — период размещения элементов линейной ФАР. Если при этом обеспечивается постоянный фазовый сдвиг между каналами ВПВМС $\chi_n = n\chi_0$, а $\psi_0 \ll \pi$, то согласно (4) и [6, 11] с точностью до осциллирующих с малыми амплитудой и частотой ω членов постоянная составляющая для распределения интенсивности в фурье-спектре описывается соотношением

$$I(\xi) \approx |K|^2 \frac{\sin^2 \frac{k d \xi}{2F}}{\left(\frac{k d \xi}{2F}\right)^2} \sum_{j=-1}^1 J_j^2(\psi_0) \frac{\sin^2 \left[\left(\frac{k c \xi}{F} + \chi_0 + n\varphi_0 \right) \frac{N}{2} \right]}{\sin^2 \left[\left(\frac{k c \xi}{F} + \chi_0 + n\varphi_0 \right) \frac{1}{2} \right]}, \quad (5)$$

где J_j — функция Бесселя j -го порядка.

Как следует из (5), интерференционные максимумы в пространственном фурье-спектре сигнала оказываются расщепленными на три. Величина расщепления прямо пропорциональна фазовому сдвигу φ_0 для сигналов, поступающих от ФАР к ВПВМС, т. е. $\sin \Theta$. Это позволяет визуально наблюдать, под каким углом ФАР излучает или принимает сигнал. Интенсивность боковых максимумов пропорциональна $J_1^2(\psi_0)$ и при малой величине ψ_0 практически линейно зависит от мощности сигнала. Подбирая фазовую задержку χ_0 в каналах ВПВМС, можно также добиться компенсации антенны в заданном направлении азимутального угла, обеспечив сканирование диаграммы направленности приемопередаточной ФАР. В результате когерентного суммирования это обеспечит максимум принимаемого и излучаемого сигналов.

Таким образом, при условии введения обратной связи возможно не только наблюдение, но и заданное формирование луча для ФАР. Также отметим, что согласно (4) и (5) любое отклонение в распределении фазы или амплитуды между элементами ФАР приводит к изменению распределения в фурье-спектре. Например, если для ФАР, излучающей по нормали к оси антенны ($\Theta = 0$, $\varphi_0 = 0$), распределение амплитуды выбрано неравномерным $\psi_{n,0} = n\psi_0$, то распределение интенсивности в фурье-спектре зависит от времени:

$$I(\xi, t) \approx |K|^2 \frac{\sin^2 \frac{k d \xi}{2F} \sin^2 \left[\left(\frac{k c \xi}{F} + \chi_0 + \psi_0 \sin \omega t \right) \frac{N}{2} \right]}{\left(\frac{k d \xi}{2F}\right)^2 \sin^2 \left[\left(\frac{k c \xi}{F} + \chi_0 + \psi_0 \sin \omega t \right) \frac{1}{2} \right]}. \quad (6)$$

Как видно из (6), диаграмма направленности излучения из ВПВМС периодически сканируется с частотой ω относительно положения, определяемого χ_0 , с амплитудой смещения, задаваемой ψ_0 . В результате интерференционные максимумы размываются. Неравномерность амплитудного возбуждения как ВПВМС, так и ФАР приводит к уширению основных интерференционных максимумов и возрастанию амплитуды промежуточных максимумов [5, 8, 9], что также наблюдается в процессоре и в дальнейшем может быть скорректировано.

Однако поскольку визуальная оценка соответствия диаграммы направленности ФАР расчетному варианту трудоемка и зависит от субъективного восприятия оператора, для этой цели необходимо ввести независимые от субъективных восприятий методы, например использовать метод корреляционной обработки, что реализуется за счет применения в процессоре голографических согласованных фильтров. Также при анализе и коррекции диаграмм направленности линейных ФАР следует учитывать коэффициент преобразования масштаба, который возникает вследствие перехода на оптическую несущую и отклонения от точного геометрического подобия ВПВМС и ФАР. В нашем случае масштабный коэффициент равен: $m = \lambda c_1 / \lambda_c c$. Экспериментальное исследование возможности применения ВПВМС для управления формированием диаграммы направленности линейной ФАР производилось с использованием установки, схема которой приведена на рис. 1. Для экспериментов бралась линейная акустическая антенна, состоящая из пяти пьезокерамиче-

ских преобразователей с диаметром 2,5 см, расположенных на расстоянии 3,5 см друг от друга. Преобразователи возбуждались от звукового генератора 3 с управляемыми предварительными усилителями и линиями задержки 2, необходимыми для обеспечения заданного амплитудно-фазового распределения по элементам антенны. Частота возбуждения преобразователей составляла 50 кГц. Антенна размещалась в бассейне с водой, а измерение ее характеристик производилось использованием калиброванного гидрофона (на схеме не показаны). В состав когерентно-оптического процессора входили: He-Ne-лазер ($\lambda = 0,63$ мкм) 4, модулятор интенсивности излучения 5, поляризатор 6, линза 8 для ввода излучения в ВПВМС 11, фурье-объектив 16. Ввод и вывод излучения в ВПВМС осуществлялись с помощью призм туннельной связи 10 и 12. Диафрагма 9 служила для ограничения размеров светового потока, что позволяло вводить излучение только в пять соседних центральных каналов, соединенных с элементами акустической антенны. При этом излучение вводилось в ТМ₀-моду волновода, а в каналах в основном преобразовывалось в HE₁₀-моду. Фурье-спектр сигнала, излучаемого из ВПВМС, формировался в плоскости 17. Для визуального наблюдения увеличенное объективом 18 изображение фурье-спектра проецировалось на видикон телевизионной камеры 19 и рассматривалось на экране видеоконтрольного устройства 20.

Подключение пьезокерамических преобразователей к каналам ВПВМС выполнялось через согласующие элементы 13 и блок управления волноводным модулятором 14. Источник постоянного напряжения 15 служил для создания постоянных фазовых смещений в каналах.

Для записи согласованного фильтра часть излучения лазера отводилась зеркалами 7, 21, 22 и после расширения коллиматором 24 направлялась на фотопластинку 17, расположенную в плоскости формирования фурье-спектра сигнала, на которой записывалась голограмма. Линза 18 формировала корреляционный сигнал, центральная часть которого выделялась диафрагмой 25. Измерение сигнала корреляции производилось фотоприемником 26 и селективным микровольтметром 27. Выбранное расположение элементов процессора позволяло одновременно измерять величину сигнала корреляции и наблюдать распределение фурье-спектра на экране видеоконтрольного устройства.

Как было показано выше, при обеспечении равномерного возбуждения преобразователей антенны за счет изменения величины фазового сдвига φ_0 между ними можно осуществлять сканирование диаграммы направленности ФАР. В процессоре это проявится как смещение расщепленных максимумов. На рис. 2, а показано расщепление интерференционных максимумов для $\varphi_0 = 0,18\lambda$. Подбором контраста изображения на экране видеоконтрольного устройства можно исключить проявление промежуточных максимумов и осциллирующего фона, что позволяет достаточно точно произвести измерение азимутального угла излучаемой или принимаемой антенной волны. На рис. 2 также приведены экспериментально измеренные зависимости для смещения диаграммы направленности излучения антенны (кривая 1) и боковых максимумов (кривая 2) от величины фазового сдвига φ_0 при нулевом значении постоянного фазового смещения ($\chi_0 = 0$). Из сравнения полученных зависимостей в выбранном интервале изменения φ_0 получается практически постоянный коэффициент масштабного преобразования $m \approx 57$, близкий по значению к расчетному, что подтверждает возможность проведения визуального контроля диаграммы направленности излучения акустических ФАР.

Наряду с визуальным контролем, в работе исследовалась возможность проведения коррекции диаграммы направленности излучения антенны с использованием корреляционного метода. С этой целью на каналы подавалось постоянное напряжение, обеспечивающее постоянный сдвиг фаз χ_0 , равный требуемому значению φ_0 , без подключения ВПВМС к элементам ФАР. Затем в плоскости 17 записывался согласованный

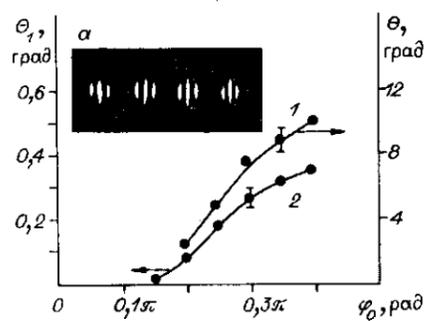


Рис. 2. Зависимости смещения диаграммы направленности гидроакустической ФАР (1) и боковых интерференционных максимумов ВПМС (2) от величины фазового сдвига φ_0 :
а — фотография увеличенного изображения фурье-спектра при $\varphi_0 = 0,18\pi$

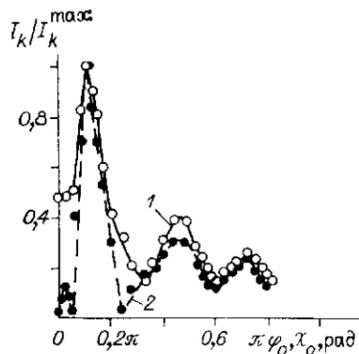
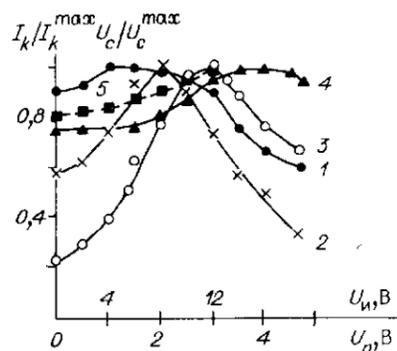


Рис. 3. Зависимости изменения интенсивности корреляционного сигнала от величины половинного фазового сдвига без подключения (1) и при подключении (2) ВПМС к преобразователям антенны

голографический фильтр. При освещении фильтра излучением из ВПМС максимум величины корреляционного сигнала должен наблюдаться только в случае полного совпадения фазового распределения по каналам ВПМС с тем, которое использовалось на стадии записи фильтра. На рис. 3 (кривая 1) показана зависимость изменения величины интенсивности сигнала корреляции от фазового сдвига χ_0 для случая, когда согласованный фильтр записывался при $\chi_0 = 0,22\pi$, что соответствовало перемещению основного интерференционного максимума в первый минимум. График 2 (см. рис. 3) соответствует изменению интенсивности корреляционного сигнала от величины φ_0 , когда напряжение на ВПМС подается от преобразователей акустической антенны, а $\chi_0 = 0$. Как видно, совпадение максимумов кривых выполняется с хорошей степенью точности. Таким образом, использование корреляционного принципа обработки позволяет производить настройку ФАР на заранее выбранное направление.

Выше отмечалось, что амплитудное распределение возбуждения преобразователей также влияет на параметры диаграммы направленности излучения, в частности на коэффициент концентрации мощности [9]. В работе была разработана корреляционная методика для коррекции амплитудного распределения возбуждения ФАР. Для этого в отсутствие сигнала с антенны записывается согласованный голографический фильтр при некотором выбранном значении χ_0 . Затем создается делитель напряжения, который задает такой скачок напряжения от канала к каналу, что при оптимальном напряжении возбуждения преобразователей ФАР создается скачок фазы между каналами $\varphi_0 = \chi_0$, а $\varphi_0 = 0$. Тогда максимум корреляционного сигнала должен наблюдаться только в случае совпадения распределения напряжений с желаемым. Исследование метода производилось для коррекции равномерного амплитудного возбуждения антенны, излучающей по нормали к своей оси. Голографический фильтр записывался для $\chi_0 = 0,22\pi$, что соответствовало скачку напряжения между соседними каналами в 1 В. На пьезопреобразователи антенны подавалось напряжение $U = 12$ В. Напряжение с элементов антенны через делитель поступало на ВПМС. Регулировкой предварительных усилителей напряжение на преобразователях менялось от 0 до 20 В. На рис. 4 приведены зависимости изменения величины интенсивности корреляционного сигнала от величины изменения амплитуды напряжения, поступающего на ВПМС с преобразователей антенны 1—4. На этом же рисунке показана зависимость изменения амплитуды сигнала, снимаемого с калиброванного гидрофона (при $\Theta = 0$), от величины изменения напряжения на третьем преобразователе. Как следует из выше-

Рис. 4. Зависимости изменения интенсивности корреляционного сигнала от изменения напряжения на преобразователях антенны соответственно с номерами 1—4 и зависимость изменения мощности излучения акустической ФАР от изменения напряжения на третьем преобразователе (5)



изложенного, максимумы корреляционных сигналов наблюдаются только при достижении оптимального значения напряжения возбуждения преобразователей. Причем подстройку каждого из элементов антенны можно производить отдельно, каждый раз добываясь максимума корреляционного сигнала.

Таким образом, результаты проведенных исследований показали, что ВПВМС в составе когерентно-оптических процессоров могут эффективно использоваться для коррекции и формирования диаграммы направленности как излучающих, так и принимающих линейных акустических ФАР. Описанный способ корреляционной обработки позволяет производить раздельное управление корректировкой фазового и амплитудного возбуждений преобразователей антенны, что при введении цепей обратной связи открывает возможность для автоматизации процесса настройки акустических антенн. Потенциальная возможность использования ВПВМС для обработки широкополосных сигналов позволяет также надеяться на пригодность разработанных методов для антенн СВЧ-диапазона.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Престон К. Когерентные оптические вычислительные машины.— М.: Мир, 1974.
2. Бахрах Л. Д., Курочкин А. П. Голография в микроволновой технике.— М.: Сов. радио, 1979.
3. Водоватов И. А., Высоцкий М. Г., Петрунькин В. Ю. Применение оптических методов для исследования характеристик излучения антенных решеток со случайным размещением элементов // Автометрия.— 1982.— № 1.
4. Воскресенский Д. И., Гринев А. Ю., Воронин Е. П. Радиооптические антенные решетки.— М.: Радио и связь, 1986.
5. Применение методов фурье-оптики/Под ред. Г. Старка.— М.: Радио и связь, 1988.
6. Букрес П. П., Венедиктов В. В., Горбатовский Н. В. и др. Оптическая интегральная схема 40-канального электрооптического модулятора на нитрате лития для устройств обработки информации // Квантовая электроника.— 1988.— 15, № 6.
7. Быковский Ю. А., Жереги В. Г., Кульчин Ю. Н. и др. Запись наложенных голограмм опорными волнами, кодируемыми при помощи многоканального фазового волноводного модулятора // Письма в ЖТФ.— 1989.— 15, вып. 11.
8. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ.— М.: Высш. шк., 1988.
9. Смарышев М. Д., Добровольский Ю. Ю. Гидроакустические антенны.— Л.: Судостроение, 1984.
10. Снайдер А., Лав Дж. Теория оптических волноводов.— М.: Радио и связь, 1987.
11. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений.— М.: Физматгиз, 1962.

Поступила в редакцию 5 мая 1990 г.