

УДК 621 396 677.8.001 5

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ПО РЕЖЕКЦИИ МЕШАЮЩИХ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ СИГНАЛОВ В РАДИООПТИЧЕСКИХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

А. Ю. Гринев, И. Н. Компанец, В. С. Темченко, А. А. Васильев,
В. А. Ежов

Излагаются результаты экспериментальной проверки метода, изложенного авторами в работе [1] по подавлению пространственных мешающих сигналов в антенных решетках с когерентнооптической обработкой. Описана экспериментальная установка и элементная база. Экспериментально достигнута глубина подавления в 20 дБ.

В работе [1] подробно исследован метод режекции мешающих сигналов по направлению прихода в плоских антенных решетках (АР) с когерентнооптической обработкой. Метод не нарушает режима параллельного обзора пространства, отличается относительной простотой реализации на элементной базе когерентной оптики. В [1] показано, что для формирования управляемых провалов в веере диаграмм направленности (ДН) в направлении на помехи сигнал, принятый элементами АР — $\mathcal{E}(\mathbf{R}_\perp)$, необходимо обрабатывать по алгоритму

$$\hat{L}_n \{ \mathcal{E}(\mathbf{R}_\perp) \} = \frac{4\pi^2}{\Delta X \Delta Y} \hat{F} \{ \hat{F}^{-1} \{ \tau_\psi(\mathbf{K}_\perp^s) \} \times \\ \times \hat{F} \{ \mathcal{E}(\mathbf{R}_\perp) I_\psi(\mathbf{R}_\perp) \} I_F(\mathbf{R}_\perp) / I_\psi(\mathbf{R}_\perp) \}, \quad (1)$$

который следует из выражений (19), (27), (28), (32) в [1], а все обозначения совпадают с [1].

В [1] на рис. 3 приведен вид когерентнооптического процессора, реализующего алгоритм (1).

Экспериментальная установка и элементная база. Схема экспериментальной установки, реализующей алгоритм (1), представлена на рис. 1. Сигнал $\mathcal{E}(\mathbf{R}_\perp)$, являющийся суперпозицией приходящих из дальней зоны АР, полезного радиосигнала (C_0) и мешающего (Π_0), моделировался имитатором. Имитатор АР включает задающие генераторы (соответствующие отдельным источникам радиоизлучателя), 16-канальный усилитель и фазосдвигающие устройства, позволяющие независимо управлять амплитудой (от 0 до 50 В) и фазой (от 0 до 360° с дискретом 3°) сигналов. Имитированный сигнал $\mathcal{E}(\mathbf{R}_\perp)$ управляет функцией пропускания 16-канального ПВМС (8) на танталате лития (подробное описание модулятора приведено в [2]). Тем самым на выходе ПВМС создается оптическая модель принимаемого излучения, которая взвешивается функцией $I_\psi(\mathbf{R}_\perp)$ с помощью аподизирующего транспаранта (4) (функция $I_\psi(\mathbf{R}_\perp)$ представляет собой сфероидальную функцию нулевого порядка с параметром c_0 [1] и реализована методом силуэтных функций [3]). Далее оптический сигнал подвергается фурье-преобразованию линзой (10) и умножается на функцию пропус-

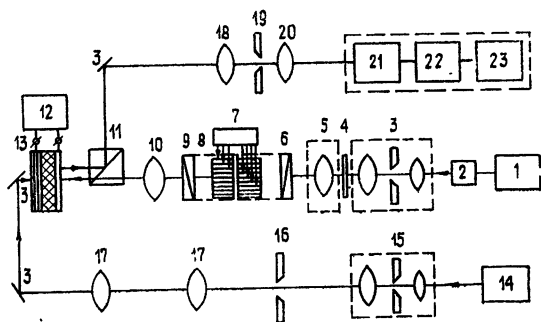


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:
 1 — He-Ne-лазер, 2 — механический модулятор,
 3, 15 — коллиматор, 4 — аподизирующий транспарант, 5 — цилиндрическая линза, 6, 9 — поляризатор и анализатор, 7 — имитатор AP, 8 — сферическая линза ($f = 1,0 \text{ м}$), 11 — делитель, 12 — источник питания ОУТ, 13 — оптически управляемый транспарант, 14 — He-Cd-лазер, 16 — маска фильтра, 17 — изображающая система линз, 18, 20 — сферические линзы ($f = 0,6 \text{ м}$), 19 — ограничивающая диафрагма, 21 — ФЭУ, 22 — усилитель У7-2, 23 — самописец Н110.

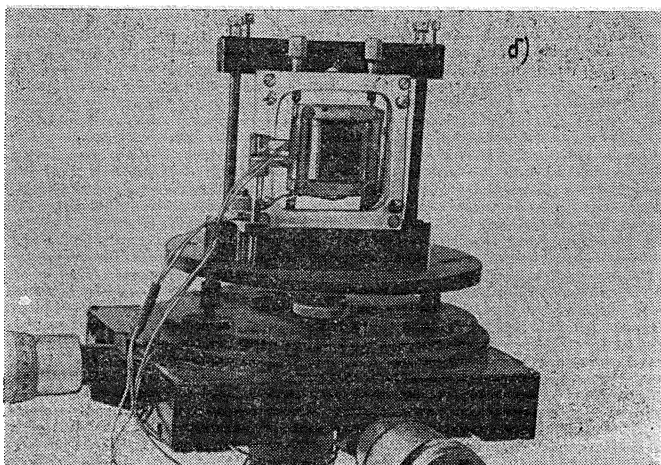
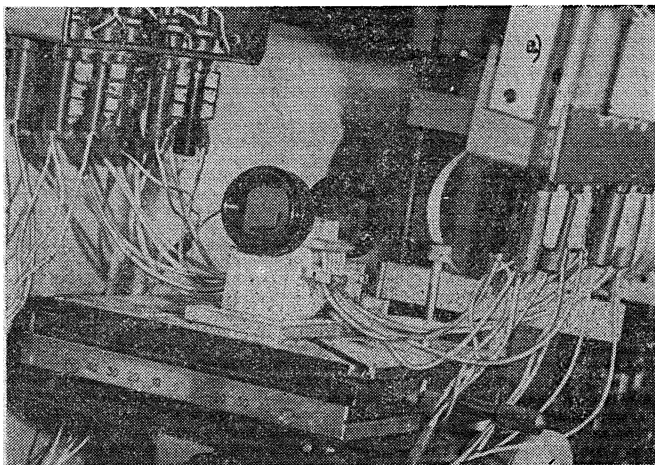


Рис. 2.

кания $\tau_{\psi}(K_{\perp}^s)$, реализованную с помощью оптически управляемого транспаранта (ОУТ) (13) со структурой фотополупроводник — жидкий кристалл (ФП—ЖК) в режиме отражения считывающего света. Такой ОУТ характеризуется высокой чувствительностью к управляющему свету ($10^{-5}—10^{-7}$ Дж/см² при 100-процентной модуляции считывающего пучка света), высоким пространственным разрешением (до 200 лин/мм по полуспаду ЧКХ), низким управляющим напряжением (единицы вольт), малыми фазовыми искажениями. Время включения ($\tau_{\text{вкл}}$) электрооптического отклика при обычном режиме питания составляет десятки миллисекунд, а время выключения ($\tau_{\text{выкл}}$) от десятков миллисекунд до единиц секунд. Более высокое быстродействие ($\tau_{\text{вкл}} \sim 1$ мс, а $\tau_{\text{выкл}} \sim 20—30$ мс), а также более высокая чувствительность ($10^{-8}—10^{-9}$ Дж/см²) достигается в ОУТ типа металл — диэлектрик — полупроводник — жидкий кристалл (МДП—ЖК) [4]. Дальнейшее повышение быстродействия ОУТ ЖК достигается путем применения двухчастотного метода питания [5], позволяющего осуществлять цикл переключения за десятки-сотни микросекунд и реализовать управляемую память релаксационного типа до 2 с.

Запись фильтра с функцией пропускания $\tau_{\psi}(K_{\perp}^s)$ осуществляется на ОУТ (13) с помощью He-Cd-лазера ($\lambda=441$ нмк, $P=25$ мВт) (14), изображающей системы линз (17) и маски (16).

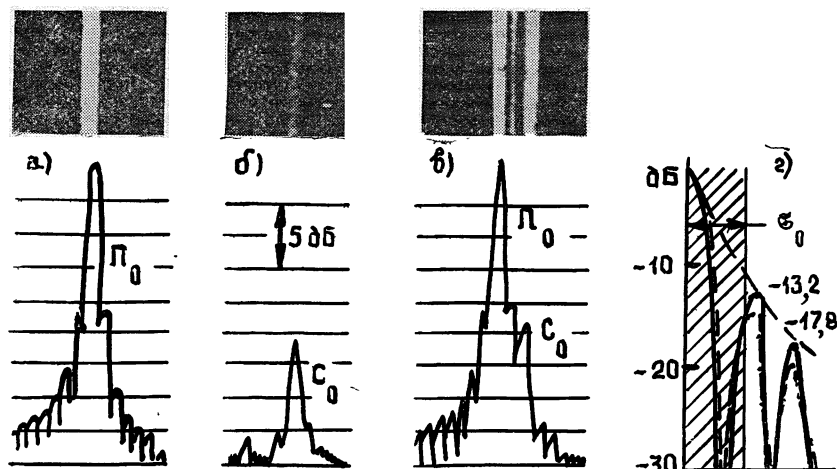


Рис. 3. $F = \psi_0$; а) помеха (P_0); б) полезный сигнал (C_0); в) некогерентный сигнал и помеха ($C_0 + P_0$).

Внешний вид ПВМС на LiTaO_3 и ОУТ ЖК приведены на рис. 2а, б соответственно.

Отраженный от ОУТ (13) оптический сигнал подвергается дополнительной обработке с помощью дифракционно-ограниченной системы (18, 19, 20), так что неискаженное транспарантом $\tau_{\psi}(K_{\perp}^s)$ изображение полезных сигналов беспрепятственно транслируется на выход процессора, а образ помехи, возмущенный транспарантом τ_{ψ} , в соответствии с алгоритмом (1) блокируется. При этом в окне низкочастотного фильтра (19), если необходимо вернуться к исходной ДН, устанавливается транспарант с функцией пропускания вида $I_F(R_{\perp})/I_{\psi}(R_{\perp})$.

Результаты эксперимента. Цель эксперимента — проверка эффективности метода режекции мешающих сигналов в АР с когерентнооптической обработкой радиосигналов на перспективной элементной базе и подтверждение некоторых теоретических соотношений работы [1].

Исходное угловое распределение источников радиоизлучения (дифрактограммы и результаты фотометрирования) на выходе процессора представлено на рис. 3а, б, в, причем направление прихода полезного сигнала (C_0) совпадает с максимумом второго бокового лепестка помехи (Π_0), а величина C_0 выбиралась на уровне первого бокового лепестка Π_0 (~ 14 дБ). На рис. 3г представлены теоретические ДН вида $F_0 = F = \text{sinc } U$ (сплошная кривая) и $F = \psi_0$ (сфероидальная функция — штрихпунктирная линия).

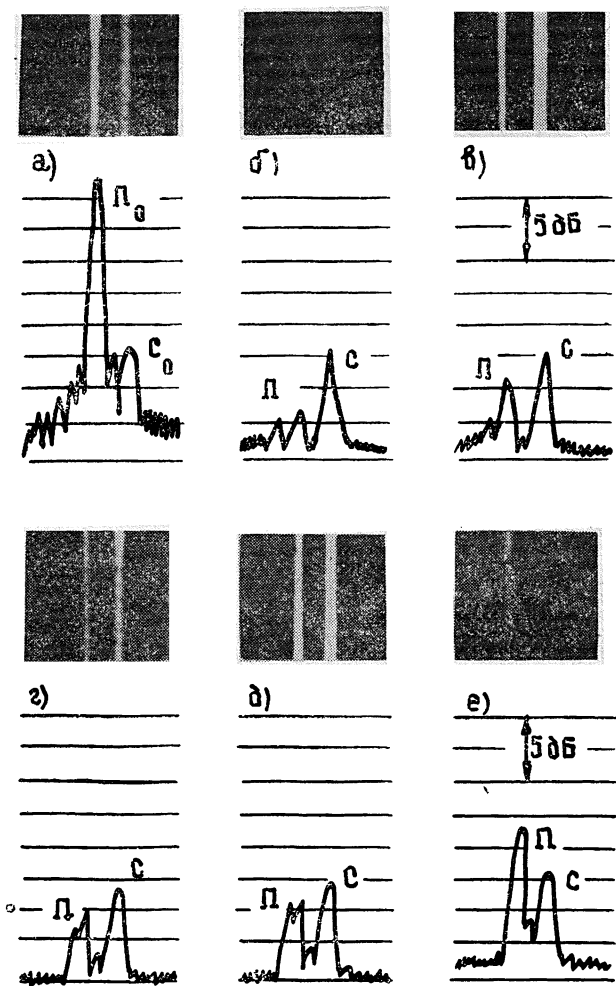


Рис. 4. Режекция помех с помощью фазового фильтра: а) $C_0 + \Pi_0$, $F = \psi_0$; б) $F = \psi_0$, $c_0 = 0,54$, $\Delta = 0$; в) $F = \text{sinc } U$, $c_0 = 0,5$, $\Delta = 0$; г) $F = \psi_0$, $c_0 = 0,4$, $\Delta = 0$; д) $F = \text{sinc } U$, $c_0 = 0,7$, $\Delta = 0$; е) $F = \psi_0$, $c_0 = 0,54$, $\Delta = 0,2 \delta \omega_x$ ($\Delta = 20$ мкм).

Рис. 4б иллюстрирует характер подавления помехи при оптимальном ($c_0 = c_{\text{opt}} = 0,54$; $F = \psi_0$) условии подавления [1]. Глубина подавления порядка 20 дБ (теоретически должно наблюдаться полное подавление помехи [1]). В случае, когда условия оптимального подавления нарушаются (рис. 4в) ($F = \text{sinc } U$ — снят аподизирующий транспарант 4), глубина подавления составила 14,8 дБ (теоретическая оценка представления в [1] на рис. 5 дает величину $\sim 12,0$ дБ). Рис. 4г, д

позволяет судить о критичности глубины подавления помехи к ширине фильтра $\sigma_x = \sigma_0$, определяемой параметром $c_0^X = c_0^Y = c_0$ (сравни с 4б).

С точки зрения реализации адаптивной петли обработки связи, управляющей положением $\tau_\psi(K_\perp^s)$ в плоскости ОУТ (13), одной из основных характеристик является зависимость глубины подавления помехи от точности установки $\tau_\psi(K_\perp^s)$ в направлении на помеху (Δ).

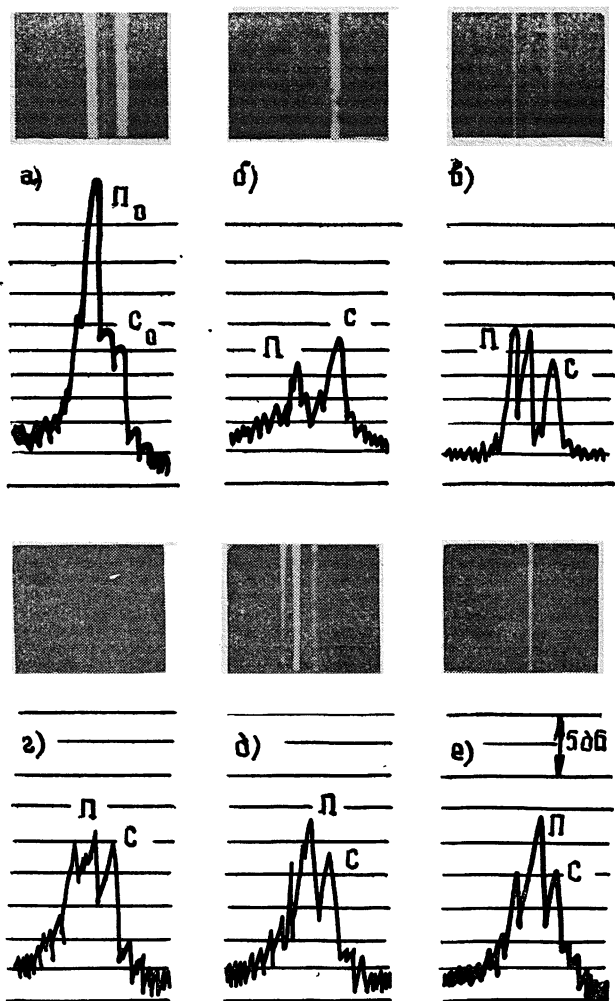


Рис. 5. Режекция помех с помощью амплитудного фильтра: $F = \text{sinc } U$; а) $C_0 + \Pi_0$; б) $c_0 = 3, \Delta = 0$; в) $c_0 = 1, \Delta = 0$; г) $c_0 = 2, \Delta = 0$; д) $c_0 = 2, \Delta = 0,2 \delta\omega_x$ ($\Delta = 20$ мкм); е) $\Delta = 50$ мкм.

Это частично иллюстрируется на рис. 4е, где глубина подавления ухудшилась на 10 дБ при $\Delta = 0,2 \delta\omega_x$ ($2 \delta\omega_x$ — ширина ДН АР по нулям на выходе процессора [1]).

На рис. 5 показаны результаты режекции мешающего сигнала с помощью амплитудного фильтра ($\tau_\psi(K_\perp^s) = \tau(K_\perp^s)$, см. (20) в [1], $\tau(K_\perp^s) = 0$ при $K_\perp^s \notin \sigma_0$, $\tau(K_\perp^s) = 1$ при $K_\perp^s \in \sigma_0$) в зависимости от ширины последнего, задаваемой параметром c_0 . Как видно, при малом c_0 достигается незначительное подавление: так для $c_0 = 1$ (размер

$\sigma_0 = 100$ мкм, что соответствует полуширине ДН по нулям на выходе процессора) глубина подавления (рис. 4в) составляет порядка 10 дБ (приближенная оценка на рис. 5 в [1] дает $\sim 8,0$ дБ). Увеличение σ_0 приводит к неизбежному затенению полезных сигналов. Достоинством режекции помех с помощью амплитудного фильтра является меньшая критичность к точности установки фильтра в направлении на помеху (рис. 5д, е).

Распределение интенсивности света (дифрактограмма) на выходе линейного 16-канального ПВМС (8) (рис. 1) при формировании на входе процессора только помехи I_0 показано на рис. 6а (установлен аподизирующий транспарант (4)). В отсутствие подавления распределение света в плоскости диафрагмы (19) приведено на рис. 6б. Распределение в отличие от рис. 6а непрерывно, в силу того, что в плоскости ОУТ (16) помещена диафрагма, выделяющая один период ДН. Такое выделение необходимо для реализации алгоритма, предложенного в [1]. При формировании фильтра (с помощью ОУТ (13) с функцией пропускания $\tau_\psi(K_\perp^s)$) распределение света в плоскости диафрагмы (19) (рис. 6б) трансформируется в распределение, показанное на рис. 6г (для случая фазового фильтра (рис. 4б)) и рис. 6в (для случая амплитудного фильтра (рис. 5г)). Трансформации распределения интенсивности света (рис. 5а, б, г) дают наглядную физическую интерпретацию эффекта подавления помехи, которая обусловлена блокированием световой энергии, формирующейся вне окна диафрагмы (19) в результате возмущения помехи фильтром.

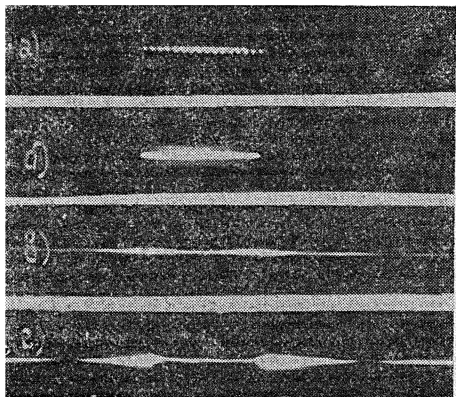


Рис. 6.

Приведенные результаты экспериментальных исследований свидетельствуют об эффективности рассмотренного метода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гринев А. Ю., Воронин Е. Н., Темченко В. С. — Изв. вузов — Радиофизика, 1980, 23, № 7, с. 851.
2. Гринев А. Ю., Панкратов В. С., Темченко В. С., Фомичев Н. Н., Воронин Е. Н., Демина Т. П., Касьянова Л. В., Евсеев В. И. — Квантовая электроника, 1981, 8, № 1, с. 209.
3. Чугуй Ю. В. — Автометрия, 1972, № 5, с. 10.
4. Компанец И. Н., Парфенов А. В., Попов Ю. М. Препринт ФИАН, 1979.
5. Беляев В. В., Васильев А. А., Компанец И. Н., Мацвейко А. А., Парфенов А. В., Попов Ю. М. — Письма в ЖТФ, 1980, 6, № 14, с. 845.

Московский авиационный институт

Поступила в редакцию
13 февраля 1981 г.

EXPERIMENTAL RESULTS ON REJECTION OF INTERFERING SPACE SIGNALS IN RADIO OPTICAL ANTENNA LATTICES

A. Yu. Grinev, I. N. Kompanets, V. S. Temchenko, A. A. Vasil'ev, V. A. Ezhov

Results are presented on experimental verification of the method described in paper [1] on suppression of interfering space signals in antenna lattices with coherent optical processing. Experimental system and the element basis are described. The depth of 20 dB suppression is achieved experimentally.