

## МИКРОПОЛОСКОВАЯ ДИАГРАММОБРАЗУЮЩАЯ СХЕМА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СЕКТОРНОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ЭЛЕМЕНТА ЛИНЕЙНОЙ РЕШЕТКИ

© 2023 г. С. Е. Банков<sup>а</sup> \*, Е. В. Фролова<sup>а</sup>

<sup>а</sup> *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,  
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009 Российская Федерация*

*\*E-mail: sbankov@yandex.ru*

Поступила в редакцию 04.04.2022 г.

После доработки 10.11.2022 г.

Принята к публикации 21.11.2022 г.

Рассмотрена микрополосковая диаграммообразующая схема, предназначенная для формирования секторной диаграммы направленности линейной антенной решеткой. Предложен приближенный метод синтеза устройства, включающий анализ бесконечной периодической системы связанных микрополосковых линий. По найденным обобщенным параметрам структуры выбраны конструктивные параметры схемы. Проведен в системе HFSS ее электродинамический анализ, рассчитано в полосе частот формируемое в выходных каналах амплитудно-фазовое распределение. Разработан, изготовлен и экспериментально исследован образец устройства, обеспечивающий в полосе частот до 80% формирование требуемого амплитудно-фазового распределения. На основе полученных экспериментальных данных в системе HFSS проведено моделирование диаграммообразующей схемы с линейной решеткой рупоров и показано, что элементы такой решетки имеют диаграммы направленности близкие к прямоугольным.

DOI: 10.31857/S0033849423080028, EDN: ZIPKME

### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Задача создания решеток, элементы которых имеют секторные диаграммы направленности (ДН) давно известна в теории и технике антенн. Многие результаты, полученные в данной области обобщены в монографии [1]. Решетки с секторными ДН могут иметь различное применение: с их помощью возможно уменьшить число элементов решеток, сканирующих в ограниченном секторе углов; они используются при создании антенн с контурными ДН; применяются также в качестве облучателей квазиоптических (зеркальных и линзовых) многолучевых антенн (МА).

Рассмотрим особенности проектирования и применения решеток с секторными ДН на примере облучателей МА. Под секторной ДН здесь и далее будем понимать ДН, близкую по форме к прямоугольной. Такая ДН близка к константе в некотором секторе углов и резко спадает за его пределами.

В ряде случаев МА должна формировать систему близко расположенных узких лучей с высоким уровнем пересечения. Такое требование типично, например, для систем радиовидения, формирующих изображение объекта в сверхвысокочастотном (СВЧ) диапазоне. Можно показать, что для созда-

ния набора таких лучей зеркало или линза должны облучаться набором источников, имеющих перекрывающиеся амплитудно-фазовые распределения (АФР) [2]. Эти источники располагаются на фокальной поверхности оптической системы (ОС) и сдвинуты в пространстве друг относительно друга. Если для облучения ОС используется решетка, то такое АФР может быть сформировано только с использованием группы элементов решетки. Возбуждение группы элементов невозможно в решетке с изолированными каналами, оно требует применения специальной диаграммообразующей схемы (ДОС), формирующей требуемое АФР. Такая схема в общем случае имеет  $N$  входных и  $M$  выходных портов. Выходные порты соединяются со входами элементарных излучателей решетки.

Когда ДОС возбуждается со стороны входного порта с номером  $n$ , на выходных портах возникают волны с комплексными амплитудами  $U_{m,n}$ , где  $m$  – номер выходного порта. Каждый набор амплитуд  $U_{m,n}$ ,  $n = 1, \dots, N$ ,  $m = 1, \dots, M$ , формирует кластер, облучающий ОС. Обычно линейная ДОС создает АФР, близкое к функции  $\sin x/x$ :

$$U_{m,n} = \sin(\pi(m/a - n))/(m/a - n), \quad (1)$$

где  $a$  – некоторое целое число. Нетрудно увидеть, что при определенных допущениях АФР (1) создает в пространстве ДН, близкую к секторной. Отметим также, что уровень пересечения функций (1) с номерами  $n$ ,  $n \pm 1$  определяет уровень пересечения лучей МА. Соотношение (1) задает технические требования к ДОС, которая должна формировать указанное АФР в полосе частот, а также отвечать стандартным требованиям по согласованию и развязке своих каналов.

В последние десятилетия было предложено много вариантов обсуждаемых ДОС. Одна из первых схем описана в работе [3]. Она содержит две матрицы Батлера, соединенные линиями передачи. Матрица Батлера – это весьма сложное устройство, имеющее много входов и выходов. Поэтому позднее она была заменена ОС [4].

Диаграммообразующая схема, предложенная в [5], имеет сравнительно простую конструкцию, которая включает направленные ответвители и делители, однако это устройство подходит только для решеток двухмодовых рупоров.

Схема, описанная в работе [6], также имеет простую структуру. Ее достоинством является возможность создания ДН с очень крутыми фронтами. Однако она имеет очень узкую полосу рабочих частот, так как элементы решетки возбуждаются последовательно, как в решетках с частотным сканированием.

Полезные модификации ДОС [6] были предложены в [7, 8]. Описанные в них схемы намного сложнее исходного устройства и содержат большое число направленных ответвителей и пересекающихся линий передачи.

В работе [9] предложен обобщенный метод синтеза ДОС, который позволяет создавать подрешетки с произвольным уровнем пересечения АФР. Период простейшей схемы Дюфорта содержит пересекающиеся линии передачи, несколько направленных ответвителей и фазосдвигателей.

Многокаскадная шахматная схема, свободная от многих отмеченных выше недостатков, была предложена в работе [10]. Увеличивая число каскадов, можно создавать ДН с крутыми фронтами, при этом устройство не содержит последовательно включенных элементов, уменьшающих его диапазон рабочих частот.

Подробное сравнение различных ДОС представлено в обзорной работе [11]. Как следует из нее, существует техническое противоречие между сложностью конструкции ДОС и ее электрическими показателями качества, такими как форма ДН, крутизна фронтов ДН и т.д. На первый взгляд сложность устройства не должна играть важной роли, так как обычно ДОС выполняется в виде печатной схемы, для которой сложность топологии проводников не критична. Однако увеличение числа элементов и особенно появление не-

удобных для печатной технологии пересечений линий передачи неизбежно приводит к росту тепловых потерь, т.е. уже к ухудшению электрических показателей качества.

В связи с этим актуальной задачей является поиск в данной области технических решений, сочетающих простоту конструкции и приемлемые технические характеристики. К числу таких решений относятся ДОС на связанных линиях передачи (СЛП). Впервые такая ДОС была описана в работе [12]. Она содержит систему одинаковых СЛП и фазосдвигатели на  $90^\circ$ . Такая ДОС имеет ограниченные возможности в части приближения формируемого АФР к идеальному. Тем не менее, как показано в работе [12], ее применение дает заметное увеличение прямоугольности ДН. При этом ДОС на СЛП имеет весьма простую структуру, в частности, в ней отсутствуют пересечения линий передачи.

Метод синтеза ДОС, представленный в работе [12], не зависит от типа линии передачи. Экспериментальные результаты были получены для связанных двухсторонних шелевых линий [12] и ЕВГ-волноводов [13]. В рамках электродинамического моделирования анализировалась ДОС на связанных диэлектрических волноводах [14].

Отметим, что открытые волноводы в максимальной степени подходят для реализации ДОС на СЛП, так как создание между ними распределенной связи не требует применения каких-либо специальных средств. Например, в случае диэлектрических волноводов их необходимо просто расположить на достаточно близком расстоянии. Отметим также, что ДОС на СЛП не имеют ограничений на число каналов и могут быть как одномерными, так и двумерными [15].

Все упомянутые выше ДОС выполнены в виде СВЧ-многополюсника. Нужно отметить, что это не единственный способ создания решеток с ДН с плоской вершиной. Решить данную задачу возможно и при помощи многомодовых элементов решетки [16], а также за счет связи элементов решетки через свободное пространство [17, 18]. В ряде случаев эти подходы дают хорошие результаты. Однако схемы такого типа относятся к другому классу технических решений, и далее их не обсуждаем.

Хотя теория и практика применения ДОС для решеток с секторными ДН элементов имеет достаточно длинную историю, данная проблема является актуальной и в настоящее время (см., например, [19, 20]). Перспективные схемы для решеток с ограниченным сектором сканирования представлены в [21, 22]. Описанная в работе [22] ДОС представляет собой многослойную микрополосковую схему, с элементарной ячейкой, содержащей три делителя Вилкинсона, два направленных

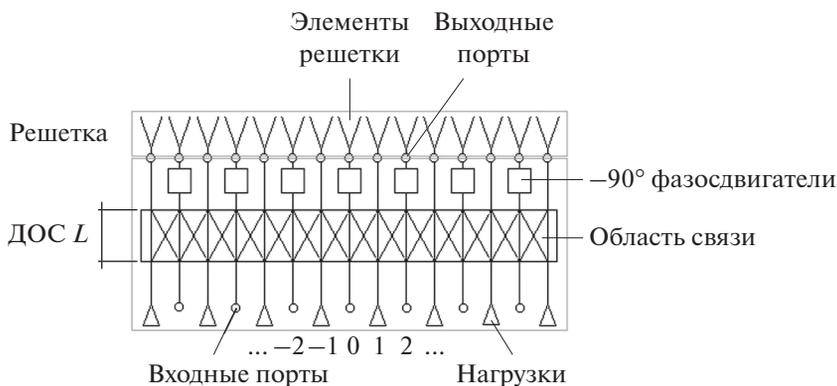


Рис. 1. Структурная схема линейной решетки с ДОС на СПП.

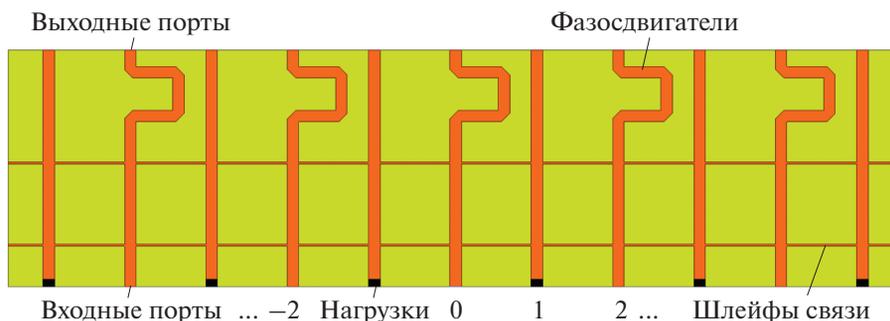


Рис. 2. ДОС на связанных МПЛ.

ответвителя и четыре пересечения микрополосковых линий (МПЛ).

Данная работа посвящена исследованию ДОС на связанных МПЛ. Она является развитием работ [12–15]. Отметим, что МПЛ обладает многими достоинствами и чрезвычайно широко применяется в технике СВЧ и антенн, поэтому ее применение для создания ДОС на СПП представляет собой интересную и актуальную научно-техническую задачу.

## 2. СТРУКТУРА ДОС И ЕЕ АНАЛИЗ В РАМКАХ ТЕОРИИ СВЯЗАННЫХ ВОЛН

Диаграммообразующая схема на СПП вместе с решеткой излучателей схематично показана на рис. 1. Основной частью ДОС является область распределенной связи, представляющей в нашем случае систему одинаковых параллельных связанных МПЛ. Также ДОС включает фазосдвигатели на  $-90^\circ$ , включенные в каналы с четными номерами:  $n = 2m, m = \dots -1, 0, 1, \dots$ . Входные порты с четными номерами формируют входы ДОС, порты с нечетными номерами  $n = 2m + 1, m = \dots -1, 0, 1, \dots$  нагружены на согласованные нагрузки. Все выходные порты соединяются со входами излучателей решетки.

На рис. 2 показана топология проводников микрополосковой ДОС на СПП. Видно, что связь между МПЛ обеспечивается с помощью шлейфов связи, имеющих, как правило, более высокое характеристическое сопротивление  $Z_{cs}$ , чем сопротивление основных МПЛ  $Z_c$ . Фазосдвигатели выполнены в виде петель МПЛ.

Рассмотрим приближенную модель основной части ДОС – области связи. На первом этапе анализируем бесконечную по осям  $0x$  и  $0y$  систему МПЛ, показанную на рис. 3а. Она является двумерно-периодической структурой с периодами  $P_{x,y}$ . Ширины основных МПЛ и шлейфов обозначены как  $w_{y,x}$  соответственно.

Источники возбуждения в бесконечной структуре отсутствуют. Таким образом, мы имеем задачу на собственные волны. Поле собственной волны в двумерно-периодической структуре имеет вид

$$U(x + mP_x, y + nP_y) = U(x, y) \exp(-i\gamma_x mP_x - i\gamma_y nP_y), \quad (2)$$

$$n, m = \dots -1, 0, 1, \dots,$$

где  $n, m$  – номера периодов,  $\gamma_{x,y}$  – постоянные распространения волны по соответствующим осям координат,  $U(x, y, z)$  – функция, описывающая поле в периоде с  $n, m = 0$ . Нулевой период анализируемой решетки показан на рис. 3б. Его центр совпадает с началом координат.

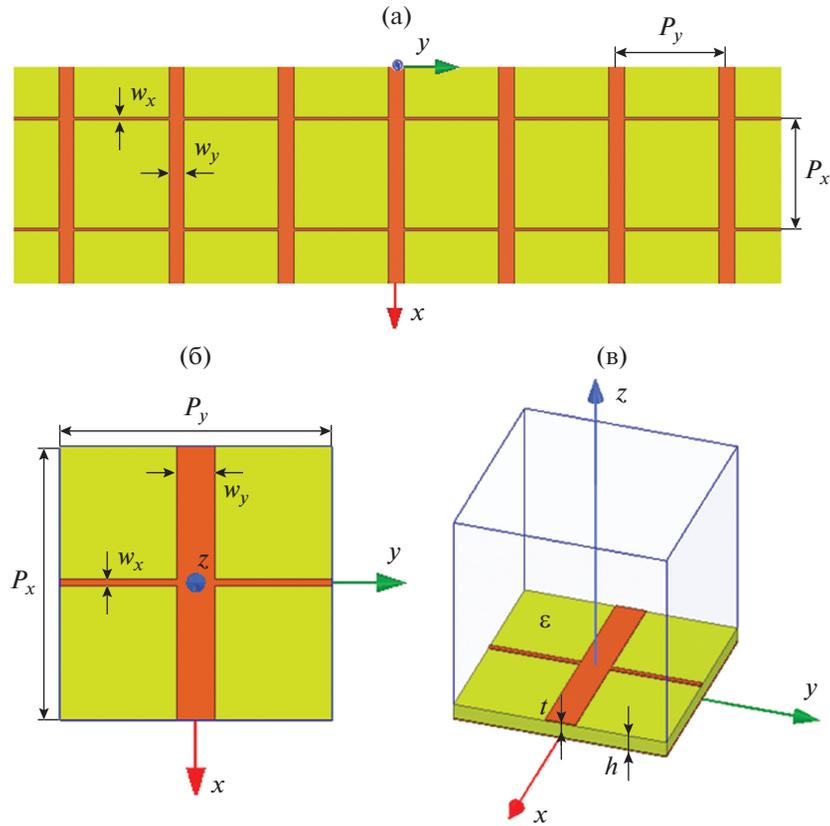


Рис. 3. Бесконечная система связанных МПП (а), ее период (б) и модель в системе HFSS (в).

В работах [12–15] в рамках теории связанных волн показано, что в бесконечной системе СЛП соотношение для постоянной распространения  $\gamma_x$  имеет вид

$$\gamma_x = \gamma_0 + 2C \cos \gamma_y P_y, \quad |\gamma_y P_y| \leq \pi, \quad (3)$$

где  $\gamma_0$  имеет смысл постоянной распространения уединенной линии передачи, а  $C$  – линейный коэффициент связи (ЛКС).

Соотношение (3) отличается от зависимости, получаемой как результат электродинамического моделирования (см. далее разд. 3). Тем не менее, как показали численные расчеты, подбирая параметры  $\gamma_0$  и  $C$ , мы можем с достаточной точностью описать поведение постоянной  $\gamma_0$  с использованием выражения (3). С его помощью легко решается более сложная задача о структуре области связи конечной длины.

Для этого представим поле в такой структуре в виде суперпозиции частных решений, соответствующих разным значениям постоянной  $\gamma_y$ :

$$U(x + mP_x, y + nP_y) = \frac{P_y}{2\pi} U(x, y) \int_{-\pi/P_y}^{\pi/P_y} \exp(-i\gamma_x mP_x - i\gamma_y nP_y) d\gamma_y. \quad (4)$$

Нетрудно убедиться, что при  $m = 0$  поле во всех периодах за исключением нулевого  $n = 0$  равно нулю. При произвольном  $m$  с учетом выражения (3) получаем

$$U(x + nP_x, y + mP_y) = U(x, y) T_{n,m}, \quad (5)$$

$$T_{n,m} = (-i)^{|n|} J_{|n|}(2CmP_x) \exp(-i\gamma_0 mP_x), \quad (6)$$

где  $J_m(x)$  – функция Бесселя.

Ситуация, при которой поле во всех каналах кроме одного равно нулю, соответствует возбуждению данного канала внешним источником. При этом соотношения (5), (6) описывают трансформацию поля при его распространении внутри периодической структуры. Параметр  $T_{n,m}$  имеет смысл коэффициента передачи со входного порта с нулевым номером на выходной порт с номером  $n$ . Зависимость коэффициентов передачи от индекса  $n$  при фиксированном параметре  $m$  дает нам АФР на выходе участка связи длиной  $mP_x$ .

Приведенный выше вывод основан на предположении, что в периодической структуре волны распространяются вдоль оси  $Ox$  только в положительном направлении. На самом деле на стыке участка связи с изолированными МПП возникают отраженные волны, распространяющиеся в противоположном направлении. Поэтому полученный

результат можно использовать только при условии хорошего согласования участка связи. Как показывают более точные численные расчеты и эксперимент, это условие выполняется с высокой точностью.

Отметим, что фазосдвигатели меняют только фазовое распределение. Для оценки амплитудного распределения в выходных портах ДОС мы можем использовать соотношение (6). Из выражения (6) видно, что фазы в каналах меняются с шагом  $90^\circ$ . В то же время идеальное АФР (1) содержит только фазовые сдвиги, кратные  $180^\circ$ . Для устранения этого недостатка используются фазосдвигатели.

На рис. 4 представлено нормированное амплитудное распределение на выходах ДОС, полученное при  $q = 2CMP_x = 1.15$ . Нормировка проведена так, что амплитуда в центральном канале равна единице. Распределение на рис. 4 получено при возбуждении канала с  $n = 0$ . При возбуждении соседних каналов с  $n = \pm 2$  формируются точно такие же распределения, но смещенные на два канала вправо и влево. Нетрудно заметить, что они пересекаются на весьма высоком уровне 0.73, что критически важно при использовании ДОС в составе облучателя МА с плотным расположением лучей.

Зависимость формы АФР в ДОС на СЛП от параметра  $q$  исследовалась в работах [12–15], в которых показано, что оптимальная форма АФР, а следовательно, и максимальная прямоугольность ДН достигаются при  $q$  близких к единице.

### 3. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ВОЛН В ОБЛАСТИ СВЯЗИ И ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ДОС

Нетрудно заметить, что поле (2) удовлетворяет на границах периода при  $x = \pm P_x/2$ ,  $y = \pm P_y/2$  условиям периодичности. Поэтому для решения поставленной задачи можем воспользоваться системой HFSS в режиме собственных волн (eigenmode). В этом режиме программа находит собственные частоты анализируемой структуры (см. рис. 3в), представляющей собой параллелепипед, на боковых поверхностях которого установлены отмеченные выше условия периодичности. Нижняя и верхняя поверхности – идеально проводящие. Внутри параллелепипеда расположена подложка МПЛ с толщиной  $h$  и относительной проницаемостью  $\epsilon$ . Также внутри анализируемого объема находятся идеально проводящие полосковые проводники толщиной  $t$ .

В рамках режима собственных волн мы фиксируем фазовый сдвиг  $\Delta\phi_x$  между полями при  $x = \pm P_x/2$  и фазовый сдвиг  $\Delta\phi_y$  между полями при  $y = \pm P_y/2$ . Отметим, что в силу (2) получаем

$$\Delta\phi_{x,y} = -\gamma_{x,y}P_{x,y}. \tag{7}$$

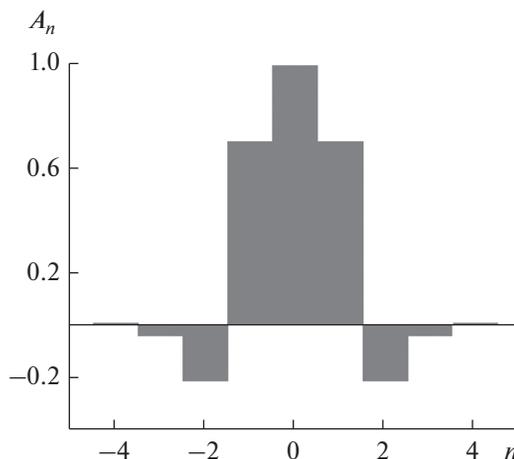


Рис. 4. Амплитудное распределение в выходных портах ДОС.

Решение граничной задачи в режиме собственных волн дает частоту  $f$ , на которой выполняются условия (7). Меняя значения  $\Delta\phi_{x,y}$ , можно получить множество значений соответствующих им частот и, используя процедуру аппроксимации, найти функциональное соотношение следующего вида:

$$\gamma_x = F(\gamma_y, f). \tag{8}$$

Отметим, что аргументами функции  $F$  могут также быть геометрические параметры структуры и проницаемость подложки. На данном этапе наибольший интерес для нас представляет зависимость постоянной распространения  $\gamma_x$  от постоянной  $\gamma_y$ .

В численных расчетах вместо постоянной распространения  $\gamma_x$  мы использовали более удобный безразмерный параметр – коэффициент замедления  $U = \gamma_x/k$ , где  $k$  – волновое число свободного пространства. На рис. 5 показана частотная зависимость коэффициента замедления. Кривые 1, 2 получены для  $w_x = 0.5$ ,  $w_y = 2.8$ ,  $P_x = 17.6$ ,  $P_y = 21.1$ ,  $\epsilon = 4.4$ ,  $\text{tg}\delta = 0.02$ ,  $h = 1.5$ ,  $t = 0.07$ . Здесь  $\delta$  – угол диэлектрических потерь материала подложки МПЛ, в качестве которого был выбран стеклотекстолит FR-4. Кривые 1, 2 соответствуют крайним значениям фазового сдвига  $\Delta\phi_y = 0^\circ, 180^\circ$ .

Из рис. 5 можно сделать важный вывод, выходящий за рамки результатов теории связанных волн (см. разд. 2). Видно, что кривые 1, 2, соответствующие функциям  $U(f, 0)$ ,  $U(f, 180)$ , имеют характерные точки, в которых

$$U(f, 0) = 1, \quad U(f, 180) = 0. \tag{9}$$

Соотношения (9) можно рассматривать как уравнения относительно частоты. Их решения дают нам две частоты  $f_1 < f_2$ , которые позволяют оценить

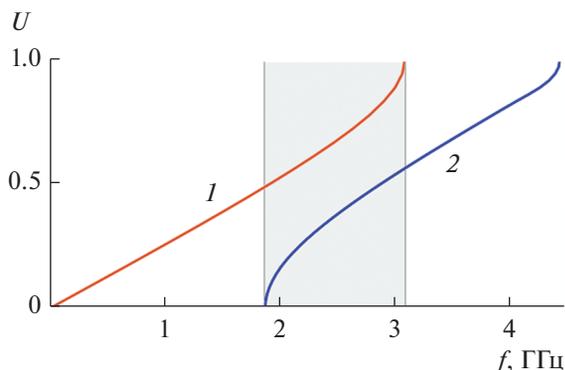


Рис. 5. Зависимость коэффициента замедления от частоты при  $\Delta\varphi_y = 0^\circ$  (1) и  $180^\circ$  (2).

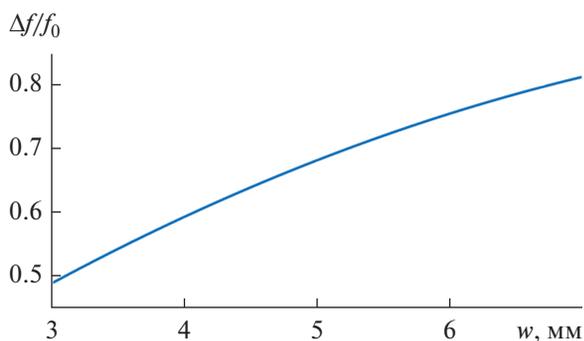


Рис. 6. Зависимость относительной полосы частот ДОС от ширины МПЛ.

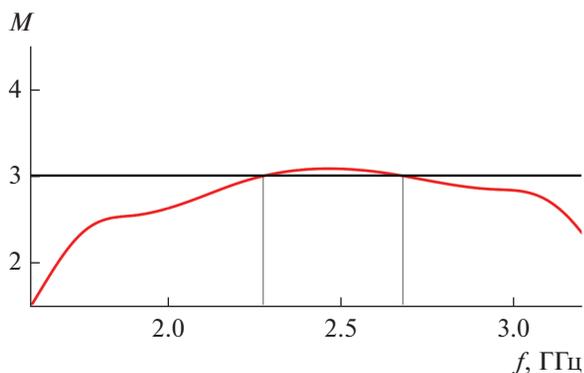


Рис. 7. Графическое решение уравнения (11).

центральную частоту рабочего диапазона  $f_0$  и его ширину  $\Delta f$ :

$$f_0 = (f_1 + f_2)/2, \quad \Delta f = f_1 - f_2. \quad (10)$$

Относительная полоса частот равна  $\Delta f/f_0$ . Следует отметить, что определенная таким образом полоса частот дает завышенную оценку данного параметра. При определении его стандартным образом, например, по уровню максимально допустимо-

го коэффициента отражения, она имеет меньшие значения. Однако полоса, вычисляемая при помощи выражения (10), зависит от параметров ДОС так же, как стандартная полоса частот. Поэтому с определенными оговорками ее допустимо использовать для выбора указанных параметров.

Пример зависимости относительной полосы частот от ширины МПЛ  $w_y$  представлен на рис. 6. Остальные параметры устройства приведены выше. Видно, что полоса монотонно увеличивается с ростом ширины МПЛ. Данный эффект легко объяснить с учетом того, что увеличение ширины МПЛ приводит к уменьшению ее характеристического сопротивления  $Z_c$  при постоянном значении относительно высокого сопротивления параллельного шлейфа  $Z_{cs}$ . При этом шлейф в меньшей степени шунтирует основную МПЛ и порождает отраженные волны меньшей амплитуды. Поскольку существование критических частот  $f_{1,2}$  обусловлено рассогласованием основных МПЛ из-за влияния шлейфов, то его уменьшение приводит к увеличению полосы рабочих частот.

Приведем еще одно уравнение, которое необходимо принять во внимание при выборе параметров ДОС:

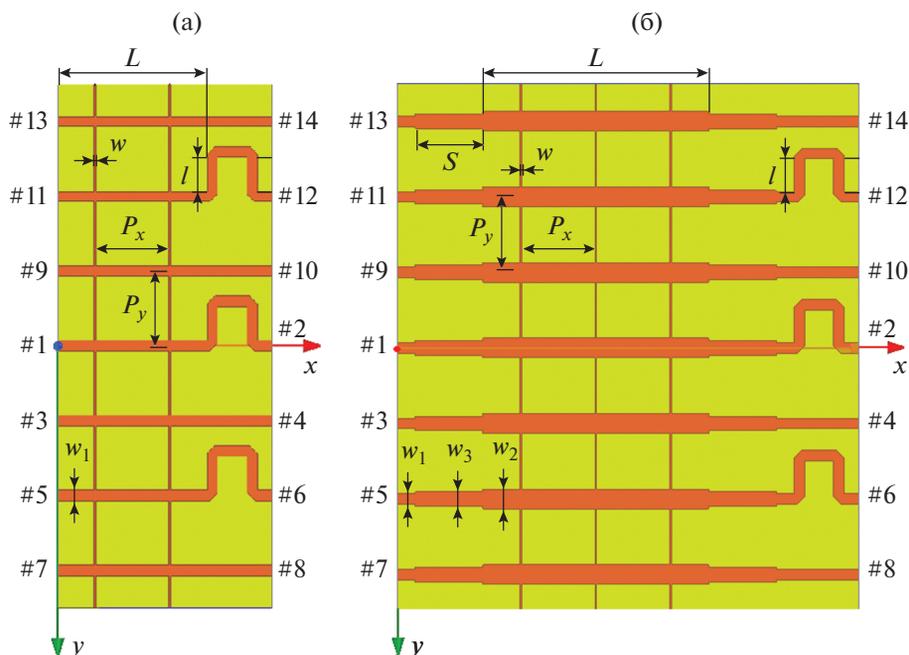
$$M = 1/2 P_x C(P_x, P_y, w_x, w_y), \quad M = 1, 2, \dots \quad (11)$$

Оно следует из условия  $q = 1$ . Здесь  $M$  число периодов по оси  $0x$ . Рисунок 7 поясняет графическое решение уравнения (11) при  $w_y = 5$ . Кривая на рис. 7 является графиком функции, стоящей в правой части (11), а горизонтальная прямая соответствует левой части (11), не зависящей от частоты и равной  $M$ .

Положение максимума кривой на рис. 7 преимущественно зависит от периодов  $P_{x,y}$ . Их выбор не составляет труда, так как из опыта построения шлейфных направленных ответвителей известно, что они должны быть близки к четверти длины волны в соответствующих МПЛ. Более точное моделирование позволяет скорректировать величины периодов и расположить максимум кривой на рис. 7 на требуемой центральной частоте рабочего диапазона.

Из рис. 7 видно, что прямая и кривая имеют две точки пересечения, т.е. условие (11) выполняется на двух частотах, что можно рассматривать как положительное качество данной ДОС, означающее, что условие, при котором формируется оптимальное АФР, выполняется в широком диапазоне частот. Этот вывод подтверждается как электродинамическим моделированием ДОС, так и измерениями. Отметим, что стабильность АФР в полосе частот выгодно отличает ДОС на МПЛ от других типов ДОС на СЛП.

При выборе параметров ДОС для электродинамического моделирования и экспериментального



**Рис. 8.** Двухсекционный (а) и трехсекционный (б) варианты ДОС: входным портам соответствуют обозначения с нечетной нумерацией #1–#13, выходным – с четной #2–#14.

исследования мы рассматривали два конкурирующих варианта: двух- и трехкаскадный ( $M = 2, 3$ ). Двухкаскадная ДОС имеет ширину МПЛ  $w_y = 3$ , а трехкаскадная  $w_y = 5$ . Шлейфы в обоих случаях имели одинаковую ширину  $w_x = 0.5$ . Топологии ДОС с  $M = 2$  и  $3$  показаны соответственно на рис. 8а и 8б (входным портам на рисунках соответствуют обозначения с нечетной нумерацией #1–#13, выходным портам – с четной #2–#14). Видно, что они имеют существенно разную длину по оси  $0x$ , что обусловлено не только разным числом каскадов, но и наличием в трехкаскадной ДОС четвертьволновых трансформаторов. Их появление связано с тем, что в этом варианте характеристическое сопротивление основных МПЛ существенно отличается от стандартного значения в 50 Ом, поэтому их необходимо согласовать с выходными линиями.

Двух- и трехкаскадная ДОС имеют существенно разные полосы рабочих частот. При определении полосы по описанному выше методу (см. рис. 6) полоса трехкаскадной схемы примерно в 1.5 раза шире полосы двухкаскадной. Более точное определение рабочего диапазона по допустимому коэффициенту отражения увеличивает преимущество трехкаскадной ДОС, которая превосходит по полосе двухкаскадную уже в два раза. Отмеченная широкополосность трехкаскадного варианта была основанием для его выбора для дальнейшего электродинамического моделирования и экспериментального исследования.

#### 4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДОС

Исследованный численно и экспериментально образец ДОС имеет центральную частоту рабочего диапазона 2.4 ГГц. Она выполнена подложке из стеклотекстолита с параметрами  $\epsilon = 4.4$ ,  $\text{tg} \delta = 0.02$ ,  $h = 1.5$ ,  $t = 0.07$ . Периоды решетки в области связи:  $P_x = 17.6$ ,  $P_y = 21.1$ , ширина МПЛ:  $w_x = 0.5$ ,  $w_y = 5$ .

Исследованный численно и экспериментально образец ДОС выполнен на подложке из стеклотекстолита с параметрами  $\epsilon = 4.4$ ,  $\text{tg} \delta = 0.02$ ,  $h = 1.5$ ,  $t = 0.07$ , центральная частота рабочего диапазона равна 2.4 ГГц. Периоды решетки в области связи:  $P_x = 17.6$ ,  $P_y = 21.1$ , ширина МПЛ:  $w_x = 0.5$ ,  $w_y = 5$ .

Фото экспериментального макета с портами в виде коаксиальных разъемов SMA типа представлено на рис. 9. Электродинамическое моделирование проводили стандартным образом в системе HFSS, которая рассчитывала матрицу рассеяния ДОС, имеющую 14 входных и выходных портов (#1–#14). Это количество портов достаточно для оценки параметров схемы с произвольным числом каналов. Такой вывод следует из периодичности схемы, а также из локального характера АФР (см. рис. 4), подавляющая часть энергии которого концентрируется в семи каналах, расположенных вокруг активного канала, на который поступает сигнал от внешнего источника. Нетрудно

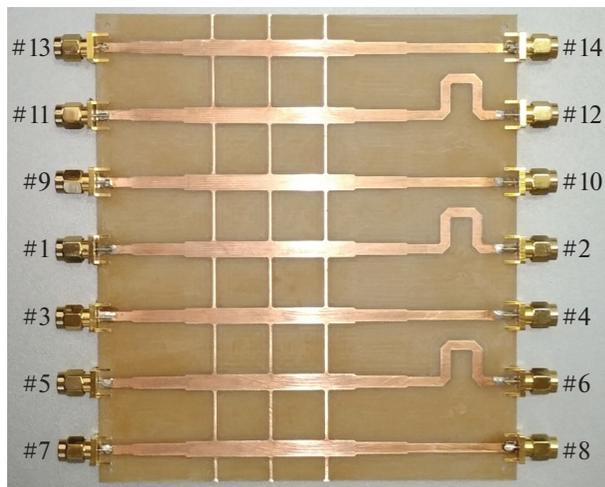


Рис. 9. Фото экспериментального образца ДОС, знаком # обозначены порты.

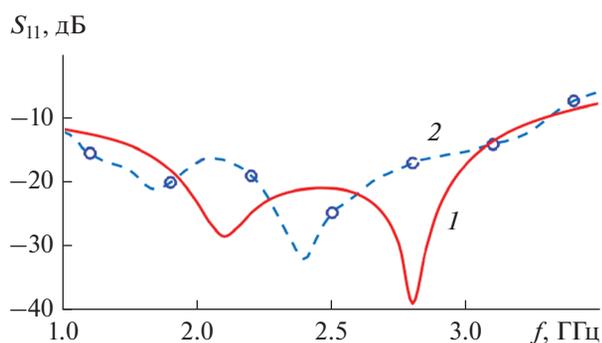


Рис. 10. Расчетная (1) и экспериментальная (2) зависимости модуля коэффициента отражения от частоты.

увидеть, что в исследуемом образце ДОС активным является канал с портами #1, #2.

На рис. 10–12 представлены частотные зависимости модулей и фаз различных параметров

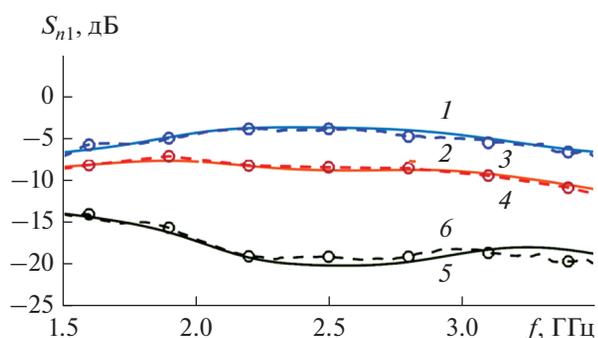


Рис. 11. Расчетные (сплошные линии) и экспериментальные (пунктирные линии) зависимости модулей элементов матрицы рассеяния ДОС от частоты для  $S_{21}$  (1, 2),  $S_{41}$  (3, 4) и  $S_{61}$  (5, 6).

рассеяния ДОС, позволяющие оценить качество функционирования устройства. Там же приведены рассчитанные в HFSS и измеренные экспериментально зависимости. На рис. 10 представлена частотная зависимость модуля коэффициента отражения от порта 1. Видно, что в полосе 1.5...3.1 ГГц коэффициент отражения не превышает уровень  $-15$  дБ. Данный результат соответствует относительной полосе частот 0.7, что достаточно близко к оценке, получаемой по критическим частотам (см. рис. 6). При оценке данного параметра по уровню  $-20$  дБ она равна 0.4.

На рис. 11 показаны частотные зависимости модулей коэффициентов передачи  $S_{21}$ ,  $S_{41}$ ,  $S_{61}$ . Они полностью характеризуют формируемое ДОС на выходных портах амплитудное распределение. Отметим, что в силу симметрии схемы выполняются следующие соотношения:  $S_{41} = S_{10,1}$ ,  $S_{61} = S_{12,1}$ . Видно хорошее совпадение расчетных и экспериментальных кривых. На центральной частоте коэффициент передачи по активному каналу  $S_{21} = -4$  дБ. При этом теоретическое значение, которое дает для него теория связанных волн при условии отсутствия тепловых потерь, равно  $-2.5$  дБ. Отличие в 1.5 дБ можно отнести за счет тепловых потерь в полосковых элементах, выполненных на основе материала с достаточно высоким значением тангенса диэлектрических потерь.

Хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных свидетельствует о высоком качестве формируемого амплитудного распределения, близкого по форме к предсказанному теоретически. Не менее важным для оценки показателей качества ДОС является фазовое распределение волн в выходных портах. На рис. 12 представлены частотные зависимости фазовых сдвигов между коэффициентами передачи в боковых и активном каналах:

$$\Delta\varphi_{42} = \varphi_{41} - \varphi_{21}, \quad \Delta\varphi_{62} = \varphi_{61} - \varphi_{21}. \quad (12)$$

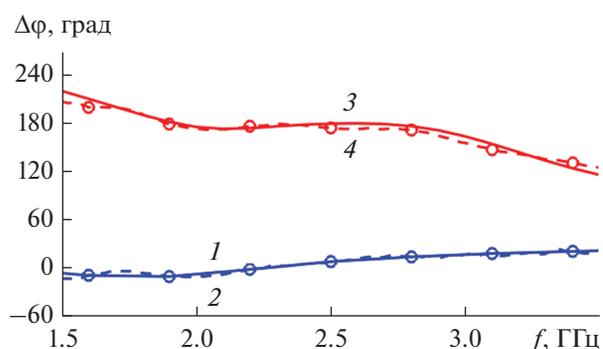


Рис. 12. Расчетные (сплошные линии) и экспериментальные (пунктирные линии) зависимости фаз элементов матрицы рассеяния ДОС от частоты для  $\Delta\varphi_{42}$  (1, 2) и  $\Delta\varphi_{62}$  (3, 4).

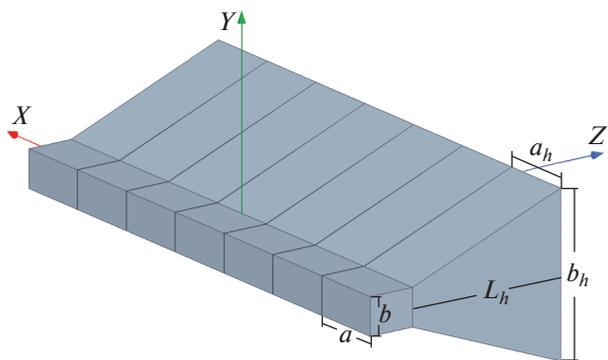


Рис. 13. Решетка рупоров.

Нетрудно увидеть, что в полосе частот 2...3 ГГц сдвиги фаз отличаются от номинальных значений  $0^\circ$  и  $180^\circ$  не более чем на  $15^\circ$ . Отличие сдвига фазы в первом боковом канале  $\Delta\varphi_{42}$  от номинального  $0^\circ$  не превышает  $20^\circ$  в полосе 1.5...3.5 ГГц. Приведенные выше результаты для АФР показывают относительную широкополосность ДОС на связанных МПЛ по сравнению с другими ДОС на СЛП [12–15]. Данный эффект, видимо, обусловлен особенностями шлейфной связи МПЛ.

### 5. МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕШЕТКИ РУПОРОВ С СЕКТОРНЫМИ ДН ЭЛЕМЕНТОВ

Рассмотрим моделирование решетки, элементы которой имеют секторные ДН. Решетка состоит из семи E-плоскостных рупоров, расположенных вплотную друг к другу (рис. 13).

Входы рупоров соединены с выходными портами ДОС. Возбуждается ее центральный канал. Амплитуды волн, возбуждающих рупоры, рассчитывались по экспериментально измеренным значениям параметров рассеяния ДОС. Характеристики излучения решетки рассчитывались путем электродинамического моделирования в системе HFSS.

На рис. 14 показаны полученные для  $a = 80$ ,  $b = 40$ ,  $a_h = a$ ,  $b_h = 247$ ,  $L_h = 875$  ДН на частотах 2, 2.4, 2.8 ГГц. ДН рассчитаны по измеренной матрице рассеяния ДОС и по матрице ДОС, рассчитанной в HFSS. Видно весьма хорошее совпадение расчетных и измеренных данных. Форма ДН имеет заметную прямоугольность с явно выраженной плоской вершиной и сохраняется во всем исследованном диапазоне частот.

Для оценки эффекта от использования ДОС в составе МА на рис. 15 приведены две ДН: возбуждаемой ДОС и без ДОС. При этом размер рупоров в H-плоскости и, следовательно, период решетки выбирали таким образом, чтобы обе ДН имели одинаковую ширину по стандартному для облучателя ОС уровню  $-10$  дБ. В данном случае она

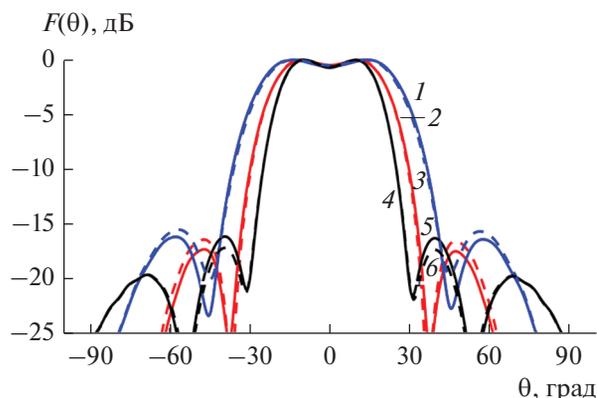


Рис. 14. Расчетные (сплошные кривые) и экспериментальные (пунктирные) ДН решетки рупоров с ДОС на частотах 2.0 (1, 2), 2.4 (3, 4) и 2.8 (5, 6) ГГц.

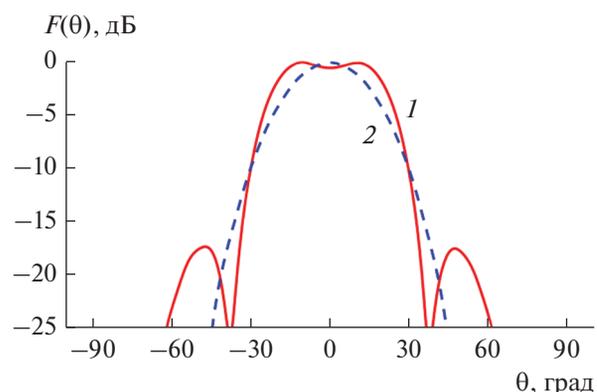


Рис. 15. Диаграммы направленности решетки рупоров с ДОС (1) и без нее (2).

равна  $60^\circ$ . Отметим, что период решетки с ДОС, определяемый как  $2a_h$ , равен 160. В то же время для достижения заданной ширины ДН период решетки рупоров без ДОС должен быть равен 247, т.е. в полтора раза больше. За счет указанной разницы в МА с ДОС удастся значительно сблизить лучи, формируемые ОС и избежать возникновения в секторе обзора слепых зон.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные в данной работе результаты демонстрируют потенциальные возможности микрополосковой ДОС на СЛП. Подводя итог проведенным исследованиям, отметим, что предложенная ДОС имеет относительно простую структуру без пересечения линий передачи. Она может быть просто изготовлена в виде печатной схемы. Количество каналов ДОС не ограничено. ДН, сформированные ДОС, позволяют повысить уровень пересечения соседних лучей и тем самым улучшить характеристики МА. Следует также отметить не-

характерный для устройств данного типа относительно широкий диапазон рабочих частот.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Работа выполнена при поддержке бюджетного финансирования в рамках государственного задания.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Скобелев С.П.* Фазированные антенные решетки с секторными парциальными диаграммами направленности. М.: Физматлит, 2010.
2. *Volakis J.L.* Antenna Engineering Handbook. 4th ed. N.Y.: McGraw-Hill Education, 2007. [https://archive.org/details/ant\\_eng\\_4/mode/2up](https://archive.org/details/ant_eng_4/mode/2up).
3. *Shelton J.P.* // IEEE Trans. 1965. V. AP-13. № 6. P. 992.
4. *Borgiotti G.V.* // IEEE Trans. 1976. V. AP-25. № 2. P. 232.
5. *Mailloux R.J., Franchi P.R.* Phased Array Antenna with Array Elements Coupled to Form a Multiplicity of Overlapped Subarrays. US Pat. № 3938160A. Publ. 10 Feb. 1976.
6. *Frazita R.F., Lopez A.R., Giannini R.J.* Limited Scan Antenna System with Sharp Cutoff Element Pattern. US Pat. № 4041501A, Publ. 9 Aug. 1977.
7. *Wheeler H.A.* Antenna System Having Modular Coupling Network. US Pat. № 4143379A. Publ. 6 Mar. 1979.
8. *Lopez A.R.* Array Antenna System. US Pat. № 4321605A, 23 Mar. 1982.
9. *DuFort E.C.* // IEEE Trans. 1978. V. AP-26. № 3. P. 407.
10. *Скобелев С.П.* // Радиотехника. 1990. № 10. С. 44.
11. *Skobelev S.P.* // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 1998. V. 40. № 2. P. 39.
12. *Bankov S.E., Bugrova T.I.* // Microwave and Optical Technol Lett. 1993. V. 6. № 13. P. 782.
13. *Банков С.Е., Грачев Г.Г.* // РЭ. 2014. Т. 59. № 2. С. 132.
14. *Bankov S.E., Kaloshin V.A., Frolova E.V.* // Proc. Progress in Electromagnetics Research Symp. (PIERS 2009). Moscow. 18–21 Aug. 2009. Cambridge MA: The Electromagnetic Academy, 2009. Pt. 1. P. 443.
15. *Банков С.Е.* // РЭ. 2009. Т. 54. № 10. С. 1157.
16. *Skobelev S.P., Vyazigin A.S.* // Electron. Lett. 1993. V. 29. № 15. P. 1326.
17. *Harrington R.F., Mautz J.R.* // IEEE Trans. 1972. V. AP-20. № 4. P. 446.
18. *Скобелев С.П., Янарова А.А.* // РЭ. 2007. Т. 52. № 3. С. 311.
19. *Panduro M., Rio-Bocio C.* // Proc. 3rd Europ. Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP). Berlin. 23–27 Mar. 2009. N.Y.: IEEE, 2009. P. 3109.
20. *Abadi S.M.A.M.H., Nader B.* // USNC-URSI Radio Sci. Meeting. Lake Buena Vista. Jul. 7–13, 2013. N.Y.: IEEE, 2013. P. 66.
21. *Petrolati D., Angeletti P., Toso G.* // IEEE Trans. 2014. V. AP-62. № 4. P. 1769.
22. *Avser B., Frazita R.F., Rebeiz G.M.* // IEEE Trans. 2018. AP-66. № 5. P. 2401.