

## АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.677

# АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ МНОГОЛУЧЕВОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ В АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ АКТИВНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

© 2019 г. А. С. Петров<sup>1</sup>, \*, Р. Ю. Малахов<sup>1</sup>, В. Д. Тепляков<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ООО “Ялини Инжиниринг”,

Российская Федерация, 644010, Омск, ул. Полковая, 37, кв. 35

\*E-mail: as-petr@yandex.ru

Поступила в редакцию 06.07.2016 г.

После доработки 09.04.2018 г.

Принята к публикации 06.06.2018 г.

Рассмотрены особенности процесса многолучевого диаграммообразования в активных фазированных антенных решетках (АФАР) с известной аналого-цифровой схемой управления сигналами на излучателях. Путем численного моделирования на показательных примерах исследована динамика интерференции парциальных диаграмм направленности (ДН), приводящая к искажению формы и угловому сдвигу их максимумов, а также эффекты, связанные с возникновением амплитудной модуляции сигналов на излучателях. Описан способ уменьшения уровня побочных главных максимумов ДН путем использования диаграммообразующей схемы, формирующей пересекающиеся субапертуры, в которой шаг подрешетки цифрового уровня меньше шага подрешетки аналогового уровня. Исследовано, как влияет на парциальные ДН многолучевой АФАР процедура пиковой коррекции амплитуды сигналов на излучателях.

DOI: 10.1134/S0033849419040077

## ВВЕДЕНИЕ

В космических системах мобильной связи на орбите размещают большие активные фазированные антенные решетки (АФАР), позволяющие формировать несколько лучевых кластеров, каждый из которых может состоять из десятков парциальных лучей. В таких системах стремятся обеспечить независимое управление угловой ориентацией, как кластеров, так и входящих в них парциальных лучей [1–3]. Базовые схемы построения и методы проектирования многолучевых АФАР описаны в монографиях [4–6]. Специальные вопросы реализации решеток с секторными парциальными диаграммами направленности (ДН) детально изложены в монографии [7]. Анализ характеристик схем многолучевых АФАР с пересекающимися субапертурами, а также методов их реализации в полосковом исполнении проведен в [8]. Подходы к цифровому формированию диаграмм направленности в фазированных антенных решетках указаны в [9].

Предельно кратко подытоживая результаты многолетних исследований в данном направлении, можно резюмировать, что многолучевые антенные решетки реализуют, используя следующие принципы:

1) создают специальные диаграммообразующие схемы (ДОС), которые проектируют на основе СВЧ делителей-сумматоров мощности – схемы Батлера,

Бласса и Скобелева, а также устройств оптического типа – линзы Ротмана и Климова [10];

2) размещают в фокусе апертурной антенны или линзы множество парциальных излучателей с заданной угловой ориентацией, либо, наконец, малой фазированной антенной решеткой;

3) выполняют сканирование парциальными ДН путем коммутации входов, возбуждающих парциальные лучи;

4) наиболее же гибким является фазовый цифро-аналоговый метод формирования множества парциальных ДН и плавного углового сканирования ими, т.е. реализация АФАР;

5) создают решетки и путем комбинирования перечисленных основных подходов [4–6].

Цель данной статьи – выявить и проанализировать особенности процесса многолучевого диаграммообразования (МДО) в двухуровневых аналого-цифровых АФАР, а также дать некоторые практические рекомендации по их построению.

## 1. СХЕМА АФАР С МДО И ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Сканирование ДН в АФАР обеспечивается введением фазовых сдвигов в сигналы на излучателях либо с помощью аналоговых фазовращателей (АФВ), либо в цифровом виде путем формирования модулирующего низкочастотного сигнала с

заданными весовыми коэффициентами с использованием цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) и управляющих устройств – цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) или программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) [11–13].

Преимущество цифрового формирования ДН перед аналоговым состоит в возможности реализации малых дискретных значений изменения фазы и амплитуды сигнала с шагом, который определяется разрядностью ЦАП, а также в том, что соответствующие схемы обладают более широкой полосой частот [9]. Недостатком такого варианта построения АФАР является большое потребление элементов по цепям питания и высокая стоимость аппаратуры. Поэтому, чтобы уменьшить число ЦАП реализуют различные варианты двухуровневой аналого-цифровой схемы АФАР.

Рассмотрим работу одной из таких схем построения АФАР в режиме излучения сигнала (рис. 1, 2). Решетка традиционно разбивается на клеточные фрагменты, или субапертуры (СБА), с числом излучателей в каждой  $M = M_1 \times N_1$ . Общее число СБА равно  $N = M_2 \times N_2$ . В каждой СБА излучатели находятся друг от друга на таких расстояниях, при которых в заданной угловой области сканирования лучевых кластеров не формируются побочные главные максимумы ДН. Затем к каждому излучателю через усилитель мощности (УМ) подключается выход делителя/сумматора (ДС) мощности СВЧ-сигналов, на входах которого установлены аналоговые ферритовые или твердотельные СВЧ-фазовращатели. Их число  $N_a$ , равно числу формируемых кластерных (аналоговых) лучей, или кластерных ДН. Диаграммообразующая схема решетки разбивается на две части: аналоговую, которая позволяет сформировать кластерные ДН, и цифровую со стабилизированным генератором несущей частоты (ГНЧ) и преобразователями частоты вверх (ПЧВ). Данная схема позволяет для каждого кластерного луча сформировать  $N_n$  его собственных парциальных ДН, или цифровых лучей.

Результирующую ДН рассматриваемой решетки можно получить следующим образом. Вначале путем последовательного деления/суммирования с учетом фазовых сдвигов сигналов, проходящих через схему, следует рассчитать суммарные значения их комплексных амплитуд  $A_s$  на всех излучателях решетки, причем для полного набора одновременно формируемых аналоговых и цифровых лучей, где при сквозной нумерации излучателей  $s = 1, \dots, S$ , а  $S = M \times N$ .

Затем в рамках геометро-оптического приближения можно рассчитать ДН антенной решетки с  $S$  излучателями, выполняя взвешенное суммирование экспоненциальных фазовых коэффициентов

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{s=1}^S A_s \exp[-jk\vec{r}_s \vec{e}_r(\theta, \varphi)], \quad (1)$$

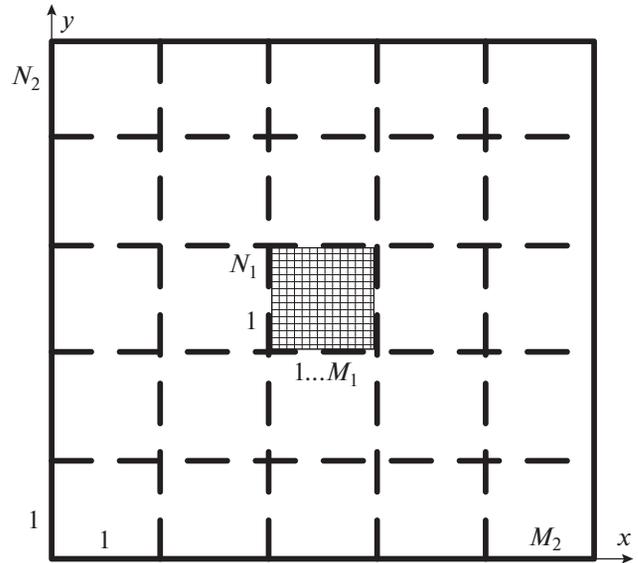


Рис. 1. Разбиение апертуры АФАР на клеточные фрагменты.

где  $\vec{r}_s$  – радиус-вектор, определяющий положение  $s$ -го излучателя на апертуре,  $\vec{e}_r(\theta, \varphi) = (\sin \theta \cos \varphi, \sin \theta \sin \varphi, \cos \theta)^T$  – единичный вектор в сферической системе координат (ССК), определяющий направление в пространстве, задаваемое углами  $(\theta, \varphi)$ ,  $k = 2\pi/\lambda$  ( $\lambda$  – длина волны),  $T$  – знак транспонирования.

При таком подходе удобно учитывать каждый сигнал с произвольно задаваемым амплитудным весом, т.е. при выполнении аподизации, цель которой минимизировать уровень боковых лепестков ДН. И, кроме того, имеется возможность учета влияния отказов отдельных элементов на результирующую ДН.

Для упрощенной и поэтому ускоренной оценки можно воспользоваться соотношениями для множителей линейных и планарных антенных решеток, которые приведены во всех процитированных выше монографиях, а также в учебниках по антенным решеткам. При использовании этих соотношений с целью получения результирующей ДН двухуровневой схемы АФАР, изображенной на рис. 2, следует сначала определить ДН каждого аналогового луча  $F_a$ , затем ДН каждого цифрового луча  $F_n$ , и, наконец, найти результирующую ДН с помощью следующего соотношения:

$$F_{\Sigma}(\vec{\Theta}, \vec{\Phi}, [\Delta\theta], [\Delta\varphi], \theta, \varphi) = \sum_{k=1}^{N_a} \left[ F_a(\theta_k, \varphi_k, \theta, \varphi) \sum_{p=1}^{N_n} F_n(\Delta\theta_{k,p}, \Delta\varphi_{k,p}, \theta, \varphi) \right], \quad (2)$$

где  $\vec{\Theta} = (\theta_1, \dots, \theta_K)^T$  и  $\vec{\Phi} = (\varphi_1, \dots, \varphi_K)^T$  – векторы, определяющие угловые направления максимумов

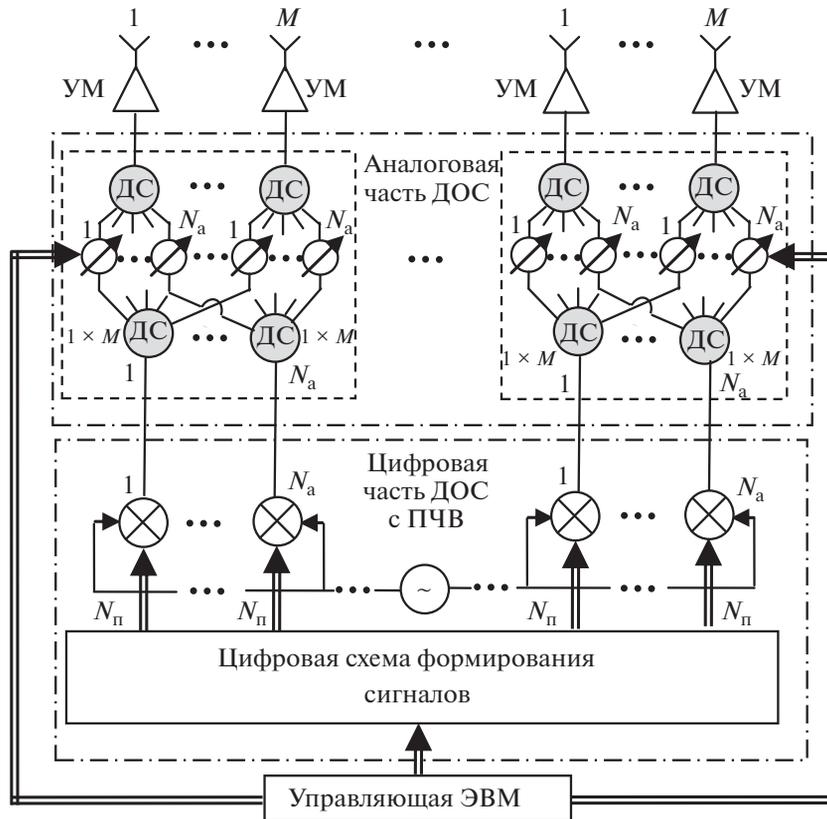


Рис. 2. Схема формирования ДН в многолучевой антенной решетке в режиме передачи сигнала: символом  $\otimes$  обозначены ПЧВ, а символом  $\odot$  – ГНЧ, остальные пояснения – в тексте.

аналоговых, или кластерных лучей, а  $[\Delta\Theta]_{k,p} = \Delta\theta_{k,p}$  и  $[\Delta\Phi]_{k,p} = \Delta\phi_{k,p}$  – матрицы, определяющие угловые отклонения максимумов парциальных ДН от угловых направлений максимумов кластерных ДН. Упрощение, о котором было сказано выше, состоит в том, что в формуле (2), в отличие от формулы (1), отсутствует суммирование по множеству отдельных излучателей, поскольку оно сразу проводится по  $N_a$  кластерным и  $N_p$  парциальным ДН. Недостаток данного метода в том, что он не позволяет проанализировать влияние отказов элементов, случайным образом расположенных в схеме ДОС, а также отказов их произвольно выбранных групп.

Обычно линейный размер аналоговой субапертуры  $L_a = N_a d_a$  и шаг цифровой подрешетки  $d_c$  совпадают между собой, где  $N_a$  – число излучателей в СБА,  $d_a$  – шаг решетки излучателей. А общее число СБА, например для линейной антенной решетки (ЛАР), равно целому числу длин  $L_a$ , укладываемых на общей длине апертуры. При создании АФАР для повышения прямоугольности кластерной ДН используют схемы с пересекающимися СБА [5, 7, 8]. Применяя аподизацию возбуждений на излучателях, кроме того, снижа-

ют уровень боковых лепестков ДН и тем самым одновременно понижают уровень побочных главных максимумов аналого-цифровой АФАР. К сожалению, в этих схемах приходится использовать достаточно сложные распределительные устройства с неравными коэффициентами деления мощности в отдельных каналах, характеризующихся также специальным фазовым распределением возбуждений на излучателях. Так, при практической реализации в X-диапазоне схемы, описанной, например, в [8], предложено использование шестислойной печатной СВЧ-платы.

Несколько отличающийся от известных упрощенный вариант схемы ЛАР с пересекающимися СБА, изображен на рис. 3. Данная схема отличается от упоминавшихся схем тем, что число ЦАП превышает число аналоговых СБА. Решетка состоит из 16 излучателей, из которых сформированы четыре СБА первого ряда по четыре элемента в каждой. Но затем с линейным сдвигом, равным половине длины  $L_a$ , сформирована дополнительная система из трех СБА второго ряда с тем же числом излучателей в каждой. Видим, что результирующий шаг решетки  $d_c$  с элементами, подключенными к ЦАП, оказался вдвое меньшим, чем размер СБА. Делители мощности, для приме-

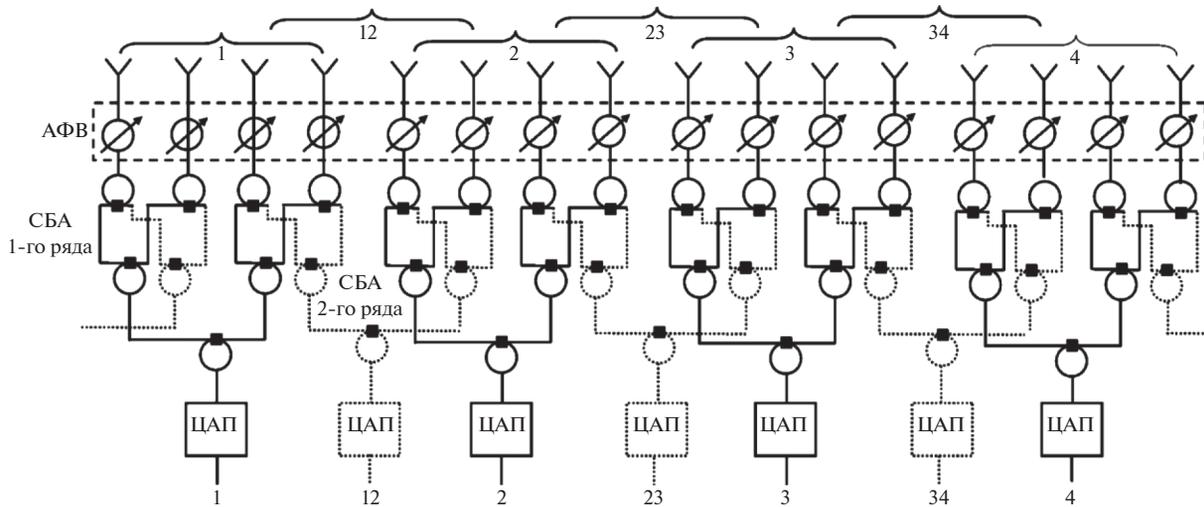


Рис. 3. Схема ЛАР с двумя рядами пересекающихся СБА: 1-й ряд - сплошные линии, 2-й ряд – точечные.

ра, в данном случае реализованы по схеме Уилкинсона. Для уменьшения габаритных размеров конструктивно их можно разместить на различных уровнях многослойной печатной платы. Как видим, эта схема, проще ряда тех, которые описаны в литературе, но ее недостаток – увеличенное количество ЦАП. Ее, конечно, можно рассматривать и как обобщенный вариант схемы Немита, описанной в [7]. Увеличение же потерь, связанных с рассеянием мощности сигнала на резисторах, имеющих в сумматоре Уилкинсона, при сканировании множественных ДН для АФАР не приведет к значительной потере энергетического потенциала системы. Дело в том, что формирование сигнала в диаграммообразующей схеме происходит на малом уровне мощности и до оконечных усилителей, устанавливаемых непосредственно на входах излучателей. Более существенное влияние на энергетику многолучевых АФАР оказывает амплитудная модуляция сигнала на входах этих усилителей, поскольку сильно понижает их КПД (подробнее см. далее).

В принципе для решеток большой размерности отношение  $d_{\text{ц}}/L_A$  может принимать любое значение – почти от нуля до единицы. Ширина главного лепестка кластерных ДН определится длиной СБА, а расстояние между интерференционными лепестками ПДН пропорционально уменьшенному шагу между пересекающимися СБА, т.е. увеличится. Поэтому эта схема может оказаться полезной на практике.

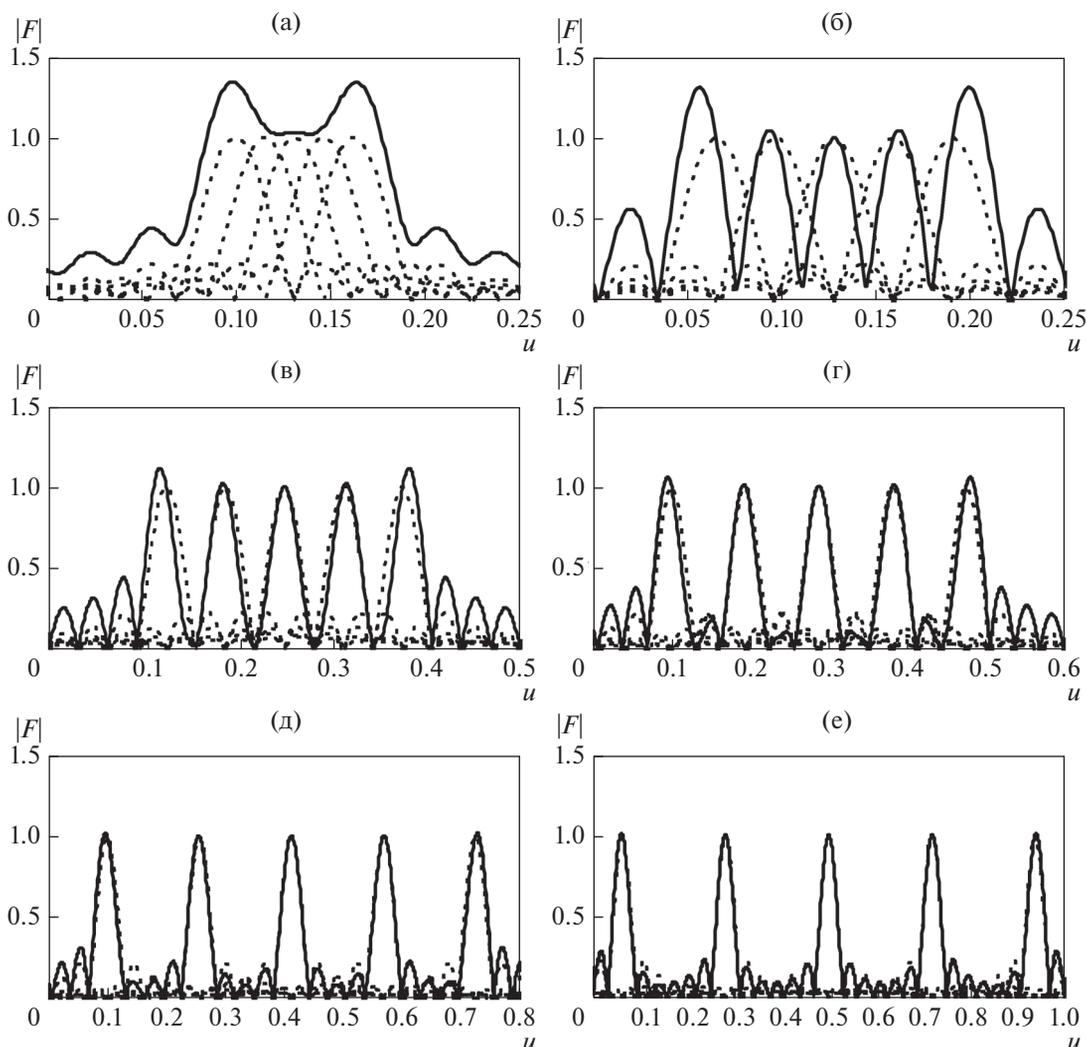
## 2. МНОГОЛУЧЕВОЕ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕ

Проанализируем характеристики ЛАР с множественными аналоговыми и цифровыми лучами. Рассмотрим сначала многолучевое диаграм-

мообразование в неразделенной на СБА ЛАР с 64 излучателями, расстояние между которыми равно  $0.5\lambda$ . Аподизация распределения амплитуд в этом примере отсутствует. Ширина ДН по первым нулям в терминах нормированной угловой переменной будет равна  $\Delta u_0 = 2/(0.5 \times 64) = 1/16$ , а по уровню 3 дБ ( $\Delta u_{3\text{дБ}}$ ), примерно, в два раза меньше. Сформируем пять парциальных ДН, расстояния между центрами которых зададим следующими:  $\Delta u_{\text{л}} = 0.25\Delta u_0, 0.5\Delta u_0, \Delta u_0, 1.5\Delta u_0, 2.5\Delta u_0$  и  $3.5\Delta u_0$ . Результаты расчетов представлены на рис. 4. Для сравнения там же приведены ДН однолучевой ЛАР.

При угловом разделении парциальных ДН  $\Delta u_{\text{л}} < 1.5\Delta u_0$  наблюдается большая амплитудная модуляция парциальных ДН, а также угловой сдвиг их максимумов относительно заданного значения, который увеличивается на краях сектора, занимаемого парциальными ДН. Специально отметим и то важное обстоятельство, что данный эффект, как видно из рис. 4б, весьма существенно проявляется и для ортогональных ДН [14], которые формируются при  $\Delta u_{\text{л}} = 0.5\Delta u_0$ . Полученный результат объясняется интерференцией парциальных ДН.

Теперь рассмотрим ЛАР, состоящую из 16 СБА, в каждую из которых входит по 16 излучателей с шагом  $0.5\lambda$ . Ширина главного лепестка кластерных ДН по нулевому уровню будет равна  $\Delta u_0 \approx 2/(0.5 \times 16) = 0.25$ , а по уровню 0.707 равна  $\Delta u_{3\text{дБ}} \approx 1/(0.5 \times 16) = 0.125$ . В каждой кластерной ДН разместим по пять парциальных ДН с интервалом между ними  $\Delta u_{\text{ц}} \approx 0.028$ . Ширина парциальной ДН в 16 раз меньше, чем ширина кластерной. Но мы применили аподизацию цифровых лучей с целью уменьшения боковых лепестков их ДН, что привело к расширению главного лепестка

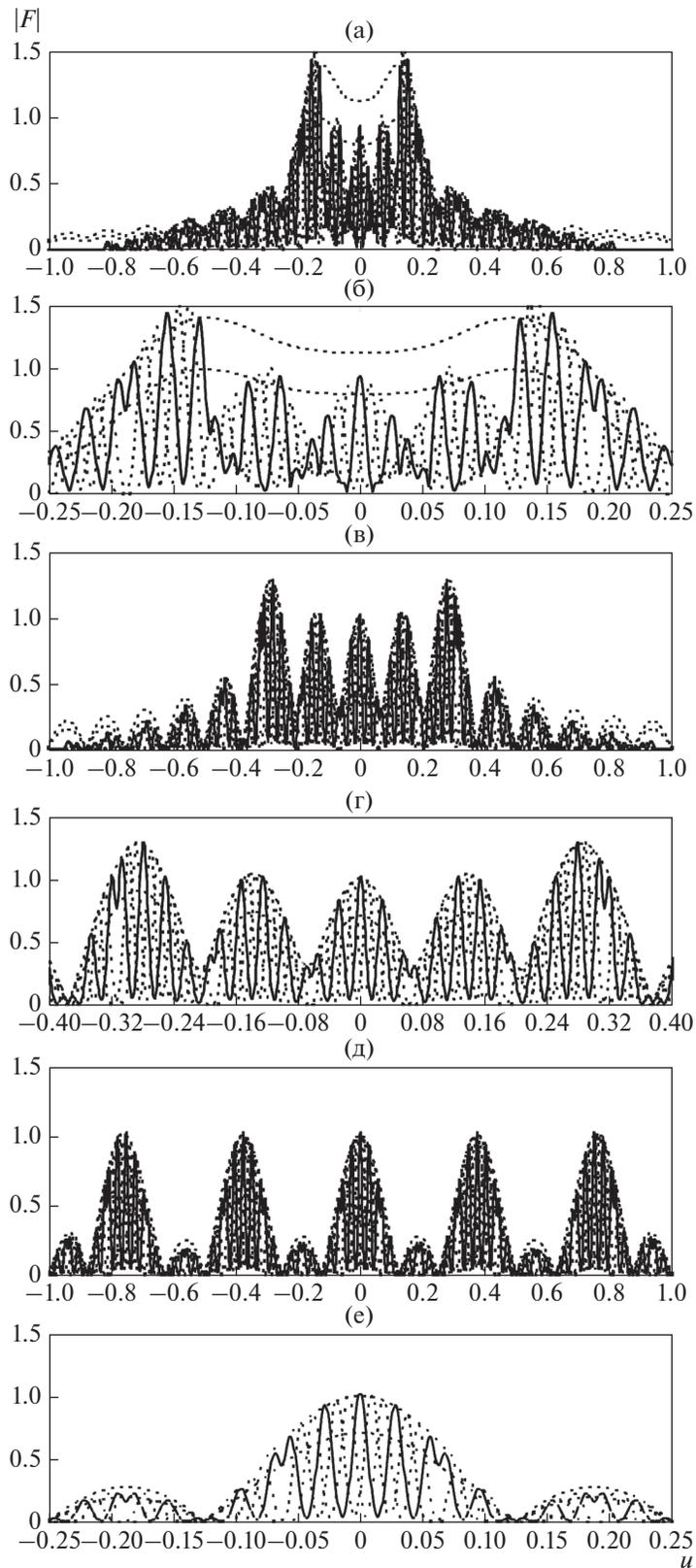


**Рис. 4.** Сравнительные зависимости ДН однолучевой (пунктир) и пятилучевой (сплошная линия) ЛАР от нормированной частотной переменной при различном угле разделении парциальных ДН:  $\Delta u_{\text{л}} = 0.25\Delta u_0$  (а),  $0.5\Delta u_0$  (б),  $1.5\Delta u_0$  (в),  $2.5\Delta u_0$  (г),  $3.5\Delta u_0$  (д),  $3.5\Delta u_0$  (е).

парциальной ДН. В промежутках между соседними парциальными ДН оказалось возможным с равными интервалами установить еще по два таких же луча, формируемых на ортогональных поднесущих частотах [1, 15]. Таким образом, дополнительно к пяти заданным ДН добавили еще восемь ( $2 \times 4 = 8$ ) цифровых лучей. Итого, как видим, в одной аналоговой удалось поместить 13 парциальных ДН.

Сформируем также пять кластерных ДН, располагающихся на угловых расстояниях, равных 0.25, 0.5, 1.5 их ширины по нулевому уровню. Результаты расчетов ДН антенной решетки представлены на рис. 5. На этих рисунках двумя плавными внешними пунктирными линиями, выглядящими как огибающие, изображены пять кластерных ДН (по максимальному уровню и уровню минус 3 дБ), которые при их малом угловом разнесении ( $\Delta u_{\text{а}} = 0.25\Delta u_0$ ) сливаются в единый лепесток. А кривые

с быстрой пульсацией (прорисованные сплошной, внутренней пунктирной и штрих-пунктирной линиями) отображают три группы парциальных ДН. Повторяем, эти группы формируются на ортогональных поднесущих частотах. Кластерные ДН по уровню минус 3 дБ отмечены для более наглядного выделения выступающих за их предел пиков парциальных ДН. Для каждого значения  $\Delta u_{\text{а}}$  дано по два графика. На рис. 5а, 5в, 5д по оси абсцисс угловая переменная отложена во всем допустимом диапазоне изменения от  $-1$  до  $+1$ , а на 5б, 5г, 5е — в уменьшенном, что позволяет более детально рассмотреть парциальные ДН. Отметим, что в пространстве решетка фактически формирует лишь кластеры, состоящие из парциальных ДН, а кластерные станут служить для них как огибающие, ограничивающие по максимальному уровню. Однако при малых угловых расстояниях между отдель-



**Рис. 5.** Зависимости от угловой переменной  $u$  нормированной ДН ЛАР с четырьмя КДН, в каждой из которых размещено по 13 ПДН с тремя циклически чередующимися частотами, при разнесении частичных КДН на определенный интервал:  $\Delta u_{\pi} = 0.25\Delta u_0$  (а, б),  $0.5\Delta u_0$  (в, г) и  $1.5\Delta u_0$  (д, е).

ными кластерными ДН, как это видно на рис. 5а в области угловой переменной  $-0.15 < u < 0.15$  и на рис. 5в при  $|u| > 0.5$ , внешние пунктирные линии, ограничивающие суммарную ДН кластерных лучей, фактически перестают быть огибающими для суммарной ДН решетки. Причина состоит в сложном интерференционном взаимодействии между кластерными и парциальными лучами, формируемыми решеткой.

Видим, что при малом угловом разнесении кластерных ДН, во-первых, возникает модуляция их амплитуды и искажение формы, которая образует огибающие для парциальных ДН. А, во-вторых, парциальные ДН испытывают угловые сдвиги относительно тех положений, которые имели бы место при наличии одной кластерной ДН, причем различные в разных кластерных ДН. Расчеты показывают, что при увеличении угловых расстояний между кластерными ДН до  $(3...4)\Delta u_0$  эти искажения и сдвиги уменьшаются, стремясь к нулю.

Проведенный анализ фиксирует и еще раз в наглядной форме демонстрирует два, вообще говоря, известных момента [1]. Во-первых, формирование множественных аналого-цифровых ДН при работе АФАР на единой несущей частоте приводит к необходимости взаимного разнесения, причем, как здесь показано, не только парциальных ДН, но также и кластерных на угловые расстояния, превышающие не менее чем в 1.5 раза их ширины по нулевому уровню. В противном случае возникает интерференционное взаимодействие между парциальными ДН. Это обстоятельство, если не принимать специальных мер, приводит к недопустимости произвольного углового сканирования лучами АФАР. Во-вторых, при субапертурном диаграммообразовании формируются побочные главные максимумы, уровни которых при сканировании парциальных ДН на углы, составляющие половину ширины кластерных ДН по уровню 3 дБ, сравниваются с уровнями главных лепестков парциальных ДН.

Решение первой проблемы состоит в том, чтобы применять в системе связи с многолучевой АФАР сигнал с модуляцией OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing — мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов), имеющий сетку ортогональных частот [1, 15]. И смежные парциальные ДН следует формировать на различных ортогональных поднесущих частотах. Для экономии частотного ресурса их можно циклически повторять в парциальных ДН, разделенных между собой на угловые интервалы  $(2.5...3.5)\Delta u_0$ , что составляет пять-семь ширин парциальных ДН по уровню 3 дБ. Схемы чередования ортогональных поднесущих частот можно найти в [1].

Вторую проблему решают, либо формируя прямоугольную секторную кластерную ДН при помощи одного из нескольких предложенных в ли-

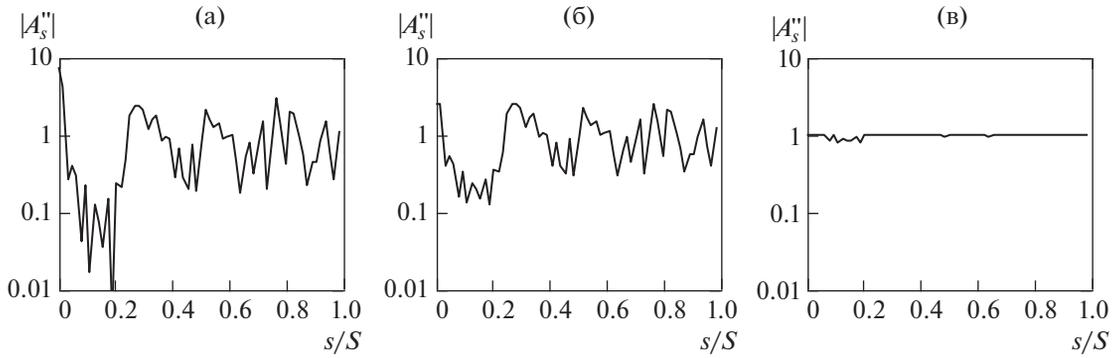
тературе методов [5, 7], либо уменьшая расстояние между СБА в цифровой части ДОС по сравнению с физическим размером СБА, как это, например, изображено на рис. 3. Полезной, особенно в режиме приема сигнала, оказывается амплитудная аподизация возбуждений на излучателях, приводящая к уменьшению уровня боковых лепестков кластерных ДН и, следовательно, к подавлению в них побочных главных максимумов. Еще один способ решения этой проблемы реализуется в модулях распределения ресурсов системы связи. С помощью этих модулей с использованием процедур ортогонального кодирования сигналов удается практически полностью избежать восприятия пользователем информации, передаваемой в соседних каналах по побочным главным максимумам.

### 3. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛА, СВЯЗАННАЯ С МДО

Если в многолучевой АФАР на одной частоте формируется  $N_d$  лучей, то на входе каждого СВЧ-канала, подходящего к излучающему элементу, суммируются сигналы с различными фазовыми соотношениями. Именно эти результирующие сигналы и формируют на излучателях амплитудно-фазовое распределение, которое образует в пространстве многолучевую ДН. При угловом сканировании ДН это амплитудно-фазовое распределение на излучателях постоянно изменяется, что приводит к амплитудной модуляции сигналов на излучателях. Уровень такой модуляции принято оценивать статистическим параметром, определяемым как отношение пиковой мощности сигнала к среднему ее значению. Стало общепринятым использование сокращенного англоязычного обозначения PAPR (Peak to Average Power Ratio [15]) для этого параметра, уровень которого (измеренного в децибелах) обозначим через  $L_{\text{PAPR}}$ .

Расчеты показывают, что при случайном распределении фаз суммируемых сигналов значение PAPR для многолучевой АФАР (с их числом  $N_d$ ) можно оценить уровнем  $L_{\text{PAPR}} = 10 \lg(N_d)$ . В больших спутниковых решетках число парциальных лучей достигает нескольких десятков и даже сотен, что может привести к значениям  $L_{\text{PAPR}}$  в несколько десятков децибел. Выходные усилители мощности, работающие с сигналом, имеющим высокий уровень PAPR, обладают пониженным уровнем КПД. В принципе, используя пиковые ограничители мощности, можно снизить  $L_{\text{PAPR}}$  вплоть до нуля. Однако предварительно необходимо исследовать вопрос о том, каким образом такая коррекция скажется на многолучевом диаграммообразовании.

Коррекцию PAPR выполняем следующим образом. Вначале для каждого  $s$ -го излучателя по



**Рис. 6.** Зависимость амплитудного распределения на излучающих элементах ЛАР от их нормированного номера при трех значениях коэффициента коррекции и  $L_{\text{PAPR}}$ :  $L_{\text{кор}} = 0$  дБ,  $L_{\text{PAPR}} = 8.8$  дБ (а),  $L_{\text{кор}} = 10$  дБ,  $L_{\text{PAPR}} = 4.05$  дБ (б) и  $L_{\text{кор}} = 30$  дБ,  $L_{\text{PAPR}} = 0.1$  дБ (в); аподизация отсутствует,  $a = 0$ .

формуле (1) рассчитываем комплексную амплитуду  $A_s$  приходящего на его вход сигнала, затем определяем его модуль  $|A_s|$  и фазу  $\beta_s = \arg(A_s)$ . После этого вычисляем исходное значение  $L_{\text{PAPR}}$

$$L_{\text{PAPR}} = 20 \lg[|A_{s|\text{макс}}|/|A_{s|\text{сред}}|], \quad (3)$$

где  $|A_{s|\text{макс}}$  и  $|A_{s|\text{сред}}$  – максимальное и среднее значение модуля массива комплексной амплитуды. Зададим уровень коррекции пиковых амплитуд при помощи коэффициента  $0 < b \leq 1$ , и определим новые значения амплитуд сигналов на излучателях, воспользовавшись следующим соотношением

$$|A_s'| = \begin{cases} |A_s|, & \text{если } |A_s| < b|A_{s|\text{макс}}| \\ b|A_s|, & \text{если } |A_s| \geq b|A_{s|\text{макс}}|. \end{cases} \quad (4)$$

Такая коррекция уменьшит средний уровень сигнала, и для его возвращения к исходному значению делаем следующую поправку

$$|A_s''| = |A_s'| + (|A_s'| - |A_{s|\text{сред}}'|). \quad (5)$$

Новое значение комплексной амплитуды  $A_s''$ , возбуждающей  $n$ -й излучатель, которое получается в результате выполнения процедуры коррекции PAPR, находим, умножая скорректированную амплитуду на исходное значение фазового множителя

$$A_s'' = |A_s''| \exp(j\beta_s). \quad (6)$$

И, наконец, рассчитываем  $L_{\text{PAPR}}''$  для скорректированного сигнала по формуле (3), в которую вместо  $|A_s|$  подставляем  $|A_s''|$ .

Рассмотрим ЛАР с  $S = 64$  излучателями, расстояния между которыми  $d = 0.5\lambda$ . Ширина ее ДН по первым нулям

$$\Delta\theta_0(\theta_{\text{ск}}) = 2(\lambda/L)/\cos(\theta_{\text{ск}}), \quad (7)$$

где  $\theta_{\text{ск}}$  – угол сканирования, т.е. угол отклонения максимума ДН от нормали к линии, вдоль которой

располагаются излучатели в ЛАР,  $L = Nd$  – длина решетки. Сформируем восемь парциальных ДН, разделенных между собой на углы  $\Delta u_{\text{л}} = 2\Delta\theta_0(0) = 7.2^\circ$ . Воспользовавшись приведенными соотношениями, рассчитаем комплексные амплитудные

коэффициенты  $|A_s|$  и  $|A_s''|$ , а затем нормированную ДН антенны, задавая три значения коэффициента коррекции, выраженного в децибелах по мощности  $L_{\text{кор}} = 0, 10$  и  $30$  дБ. Они связаны с введенным выше коэффициентом  $b$  при помощи соотношения  $b = 10^{-L_{\text{кор}}/20}$ . Рассмотрим два случая: при отсутствии аподизации ( $a = 0$ ) и при ее наличии, полагая  $a = 0.8$ . Определение этого коэффициента дается в базовых учебниках по антенной технике. Полученные результаты в графическом виде представлены на рис. 6–9.

Анализ полученных зависимостей приводит к следующим выводам. Во-первых, коррекция PAPR увеличивает модуляцию уровня максимумов (МУМ) парциальных ДН. Во-вторых, аподизация при отсутствии и малой степени коррекции PAPR полезна, поскольку приводит к уменьшению МУМ. Однако, в-третьих, при больших значениях  $L_{\text{кор}}$  аподизация становится бессмысленной, поскольку она фактически снимается процедурой корректировки и при этом МУМ стремится к своему исходному уровню.

Выше взаимное интерференционное взаимодействие парциальных ДН в многолучевой АФАР рассмотрено на конкретных примерах и оценивалось на качественном уровне с использованием серии графических зависимостей. Количественно связь между парциальными ДН легче всего определить, используя мультипликативную квази-корреляционную оценку. Оценим максимальное значение произведения ДН на его сдвинутую по углу на  $\Delta\theta$  копию во всем интервале углов сканирования. И введем функцию

$$F_c(\Delta\theta) = \max[|F(\theta)F(\theta - \Delta\theta)|]. \quad (8)$$

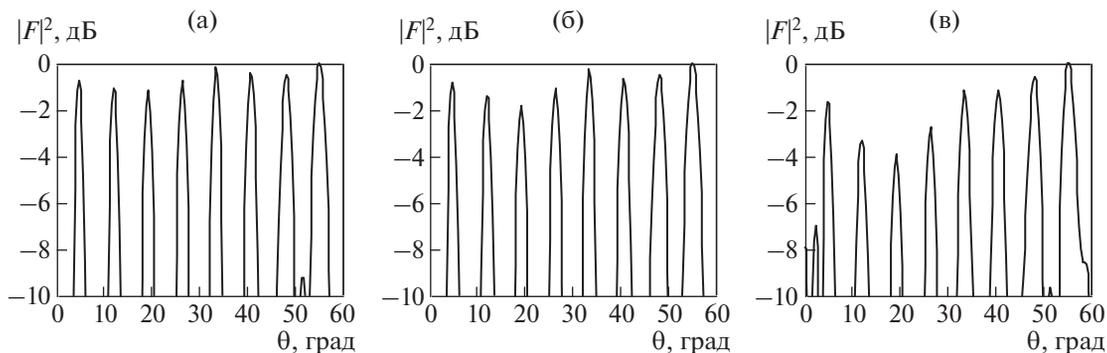


Рис. 7. Зависимость нормированной ДН восьмилучевой ЛАР от угла  $\theta$  при  $\Delta\theta = 2\Delta\theta_0(0)$  и трех значениях  $L_{\text{РАР}}$ : 8.8 (а), 4.05 (б), 0.1 дБ (в); аподизация отсутствует,  $a = 0$ .

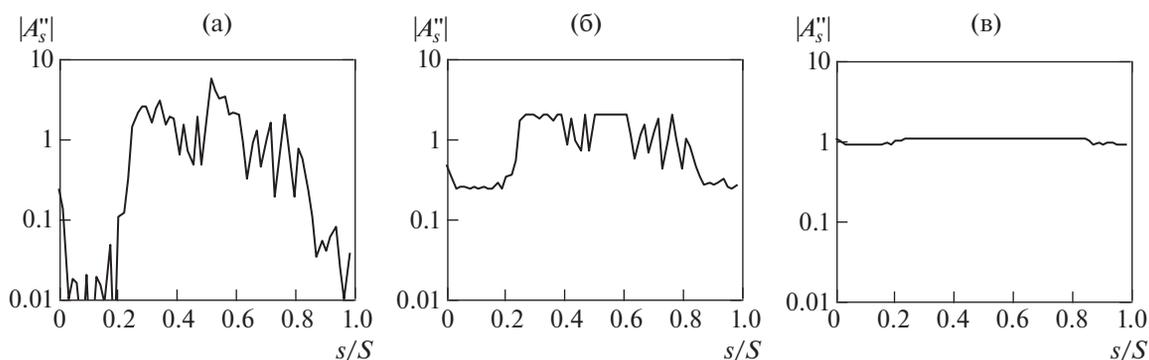


Рис. 8. Зависимость амплитудного распределения на излучающих элементах ЛАР от их нормированного номера при трех значениях коэффициента коррекции и  $L_{\text{РАР}}$ :  $L_{\text{кор}} = 0$  дБ,  $L_{\text{РАР}} = 7.4$  дБ (а),  $L_{\text{кор}} = 10$  дБ,  $L_{\text{РАР}} = 2.9$  дБ (б),  $L_{\text{кор}} = 30$  дБ,  $L_{\text{РАР}} = 0.2$  дБ (в); коэффициент аподизации  $a = 0.8$ .

В системах связи эта функция определит максимальный уровень взаимного проникновения сигналов, передаваемых в соседние парциальные ДН. Для ЛАР с 256 излучателями и шагом решетки  $0.5\lambda$  рассчитаем зависимость  $F_c(\Delta\theta)$  при трех значениях коэффициента аподизации  $a = 0, 0.6$  и  $0.8$ . При  $a = 0$  для этой решетки  $\Delta\theta_{3\text{дБ}} \approx 0.4^\circ$ . Ре-

зультаты расчета представлены на рис. 10. Видим, что при малом угловом разнесении парциальных ДН, меньшем чем  $2\Delta\theta_{3\text{дБ}}$ , между ними наблюдается большая мультипликативная связь. Причем из-за расширения главного лепестка ДН при аподизации связь при малых  $\Delta\theta$  только увеличивается. Однако при  $\Delta\theta > (3...4)\Delta\theta_{3\text{дБ}}$  она, пульсируя,

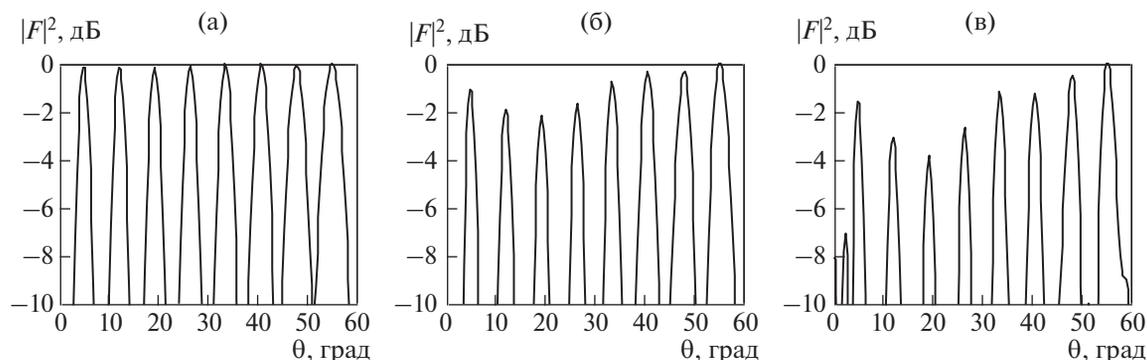
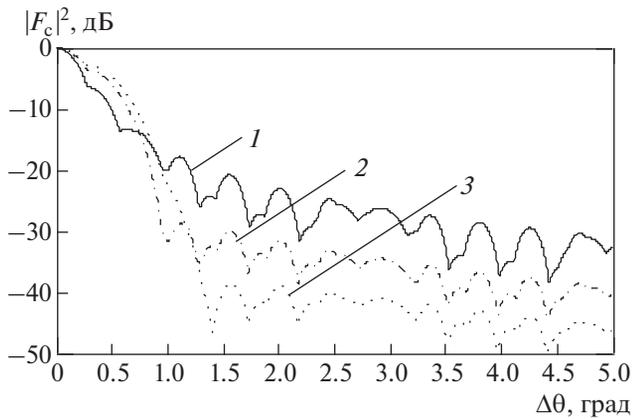


Рис. 9. Зависимость нормированной ДН восьмилучевой ЛАР от угла  $\theta$  при  $\Delta\theta = 2\Delta\theta_0(0)$  и трех значениях  $L_{\text{РАР}}$ : 7.4 (а), 2.9 (б), 0.2 дБ (в); коэффициент аподизации  $a = 0.8$ .



**Рис. 10.** Зависимость коэффициента мультипликативной связи между парциальными ДН от их углового разнесения при трех значениях коэффициента аподизации  $a = 0$  (1), 0.6 (2) и 0.8 (3).

быстро уменьшается, и аподизация помогает дополнительно ее снизить.

Можно также сделать вывод о том, что оценки взаимного влияния парциальных ДН в многолучевых АФАР при выполнении суммирования по формулам (1), (2) и перемножения парциальных диаграмм по формуле (8) дополняют, но не заменяют одна другую.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При создании многолучевых сканирующих АФАР с субапертурным аналого-цифровым диаграммообразованием возникает ряд проблем, которые изучаются антенным сообществом в течение уже нескольких десятков лет. Во-первых, и без того весьма сложная диаграммообразующая схема традиционной многоэлементной АФАР дополнительно, можно даже сказать, кардинально усложняется. Во-вторых, между парциальными лучами возникает пространственная интерференция, которая приводит к искажению суммарной ДН. В-третьих, при формировании парциальных лучей в субапертурных решетках неизбежно образуются побочные главные максимумы ДН. В-четвертых, сложение на одной несущей частоте сигналов с различными фазовыми сдвигами, которые при этом постоянно изменяются в процессе сканирования ДН, приводит к амплитудной модуляции сигналов на излучателях, а следовательно, к понижению КПД выходных усилителей мощности.

В данной статье путем численного моделирования были продемонстрированы эффекты, связанные со сложением в пространстве парциальных лучей и лучевых кластеров при их малом угловом разнесении и со сложением в сумматорах на одной несущей частоте сигналов с различными фазовыми сдвигами. Выявлены угловые расстояния, при ко-

торых интерференционное взаимодействие лучей минимизируется. С целью снижения уровня побочных главных максимумов предложена упрощенная модифицированная схема с пересекающимися субапертурами. Для уменьшения уровня амплитудной модуляции на излучателях предложено выполнять процедуру коррекции пиковой мощности, и исследовано влияние этой процедуры на уровень парциальных ДН.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что при создании многолучевых АФАР рассмотренного типа следует учитывать весь комплекс их взаимосвязанных параметров, который в процессе разработки подлежит углубленной и тщательной оптимизации.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Satellite Communications / Ed. Diodato N. Rijeka: Sciyo, 2010.
2. Schuss J.J., Upton J., Myers B. et al. // IEEE Trans. 1999. V. AP-47. № 3. P. 416.
3. Dietrich F.J., Metzen P., Monte P. // IEEE Trans. 1998. V. AP-46. № 6. P. 935.
4. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток / Под ред. Воскресенского Д.И. М.: Радио и связь, 1994.
5. Mailloux R.J. Phased array antenna handbook. Artech House, 1994.
6. Hansen R.C. Phased array antennas. John Wiley&Sons, 2001.
7. Скобелев С.П. Фазированные антенные решетки с секторными парциальными диаграммами направленности. М.: Физматлит, 2010.
8. Herd J.S., Duffy S.M., Steyskal H. // IEEE Aerospace Conf. Proc. 2005. P. 1087.
9. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010.
10. Климов К.Н., Фирсов-Шиббаев Д.О., Перфильев В.В. // РЭ. 2015. Т. 60. № 3. С. 254.
11. Sohrabi F., Yu W. // IEEE J. Selected Topics in Signal Processing. 2016. V. 10. № 3. P. 501.
12. Kim Ch., Kim T., Seol J. // Globecom 2013 Workshop – Emerging Technologies for LTE-Advanced and Beyond-4G. P. 61.
13. Han S., I C.L., Rowell C., Xu Z., Wang S., Pan Z. // ICC'14 – W14: Workshop on Energy Efficiency in Wireless Networks & Wireless Networks for Energy Efficiency. P. 842.
14. Skobelev S.P. // IEEE Trans. 2014. V. AP-62. № 4. P. 1762.
15. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.И. Технология OFDM. М.: Горячая линия—Телеком, 2016.