

УДК 621.396.67

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭФФЕКТА СВЕРХНАПРАВЛЕННОСТИ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПРИЕМНЫХ КОЛЬЦЕВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

А.Л. Бузов, заместитель директора по научной работе и производству филиала ФГУП НИИР – СониИР, д.т.н.; buzov@soniir.ru

В.В. Юдин, заместитель начальника лаборатории филиала ФГУП НИИР – СониИР, д.т.н.; bma@soniir.ru

**Ключевые слова:** сверхнаправленность, пространственная избирательность, приемная кольцевая антенная решетка, чувствительность, собственные шумы, внешние помехи.

**Введение.** В учебниках по антеннам говорится, что сверхнаправленная антенна представляет собой ложное решение задачи синтеза, поскольку оборотной стороной сверхнаправленности является существенное ухудшение чувствительности приемной антенны либо значительное снижение коэффициента полезного действия передающей антенны. Между тем благодаря успехам в области разработки маломощных усилителей (МШУ) и цифровой обработки сигналов (ЦОС) возможность создания сверхнаправленных антенн, по крайней мере приемных (далее речь пойдет только о приемных антеннах), стала вполне реальной. Маломощные усилители минимизируют коэффициент шума радиоприемного устройства в целом, отчасти компенсируя уменьшение эффективной апертуры антенны при переходе в сверхнаправленный режим работы, а цифровые технологии обеспечивают высокую точность обработки принимаемых сигналов, столь необходимую при сверхнаправленном приеме.

Другой вопрос: а нужна ли вообще сверхнаправленность? Не лучше ли делать антенны с «нормальными» размерами? Тогда и с направленностью, и с чувствительностью проблем не будет. Все это так, когда речь идет об узкополосных радиосистемах. В широкополосных же системах, работающих, например, в 10- или 20-кратных диапазонах (а в настоящей работе рассматриваются именно такие системы), антенна, имеющая «нормальные» электрические размеры в высокочастотной части диапазона, неизбежно становится электрически малой в низкочастотной части. И тут приходится мириться с потерей направленности или в какой-то мере ее обеспечивать, что можно сделать только за счет эффекта сверхнаправленности.

Постановка задачи. Следует отметить, что с уменьшением частоты быстро возрастает уровень внешних помех. На рис. 1 в качестве примера приведены графики частотных зависимостей спектральной плотности мощности помех (медианные значения при приеме на ненаправленную антенну), построенные по данным [1]. Видно, что крутизна наклона графиков составляет  $-26...27$  дБ на декаду. Это означает, что, скажем, в ДКМВ-диапазоне (3...30 МГц) мощность помех на нижней граничной частоте при прочих равных условиях будет на 26...27 дБ (в 400–500 раз) больше, чем на верхней граничной частоте. Чувствительность же характеризует способность радиоприемного устройства принимать слабые сигналы на фоне собственного теплового шума без внешних помех. При этом высокая чувствительность, обеспеченная в высокочастотной части диапазона, оказывается невосприимчивой в низкочастотной части.

Возьмем некую антенну с коэффициентом направленного действия (КНД)  $D = 10$  дБ. Предположим, что на частоте 30 МГц обеспечена чувствительность этой антенны, ха-

рактеризуемая минимальной величиной плотности потока энергии  $\Pi_{\min}$  при отношении сигнал/шум на выходе 10 дБ:  $P_s/P_n = 10$  ( $P_s, P_n$  – мощность сигнала и шума соответственно). И пусть при этом величина  $\Pi_{\min} > 10$  дБ превышает мощность внешних помех в полосе приема:  $\Pi_{\min}/\Pi_i = 10$  ( $\Pi_i$  – плотность потока энергии внешних помех). При этих условиях в бюджете выходной мощности мощность шума составит 10% от мощности сигнала, а мощность помех – 1% (–10 дБ за счет отношения  $\Pi_{\min}/\Pi_i$  и еще –10 дБ за счет КНД).

Рассмотрим эту же антенну на частоте 3 МГц. Предположим, что антенна полностью утратила свои направленные свойства ( $D = 1$ ), но сохранила прежнюю чувствительность  $\Pi_{\min}$ . Согласно графикам (см. рис. 1), величина  $\Pi_{\min}$  будет на 16–17 дБ меньше уровня помех в полосе приема:  $\Pi_{\min}/\Pi_i = 1/40...1/50$ . Поскольку направленность отсутствует, соотношение мощностей сигнала и помех на выходе будет таким же. При этом в бюджете выходной мощности мощность шума по-прежнему будет составлять 10% от мощности сигнала, а мощность помех достигнет 4000–5000% от мощности сигнала, т.е. увеличится в 40–50 раз. Очевидно, что при таких условиях прием невозможен.

Этот пример наглядно показывает возможность ухудшения чувствительности по мере уменьшения частоты. Нет смысла создавать высокочувствительное радиоприемное устройство, способное принимать настолько слабые сигналы, что они тонут во внешних помехах. Если бы в данном примере на частоте 3 МГц чувствительность ухудшилась на 26 дБ, то отношение  $\Pi_{\min}/\Pi_i$  равнялось бы 10 дБ, как и на частоте 30 МГц; при этом мощность помех в бюджете выходной мощности составила бы всего 10%. Но с учетом возможности реализации эффекта сверхнаправленности за счет ухудшения чувствительности процент мощности помех был бы еще

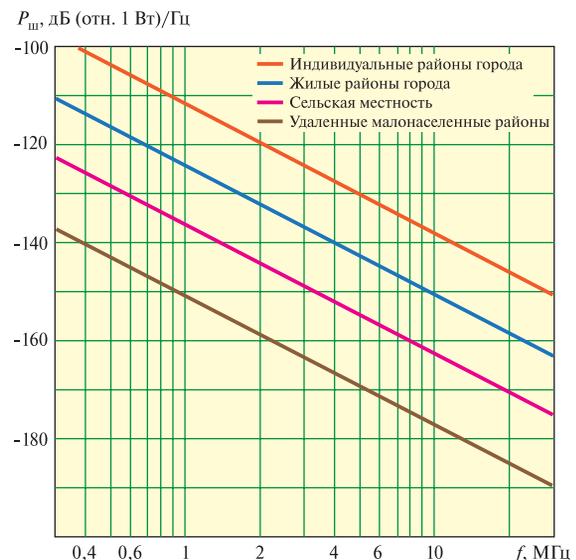


Рис. 1

меньше.

**Оптимизация сверхнаправленности.** Невостребованность высокой чувствительности в низкочастотной части рабочего диапазона – первое обстоятельство, которое позволяет говорить об оптимизации сверхнаправленности. Мало снижать чувствительность – нужно за счет ее снижения реализовать эффект сверхнаправленности, повышая пространственную избирательность и, следовательно, помехозащищенность, которые в низкочастотной части диапазона весьма востребованы. Критерий оптимальности очевиден – это максимум отношения мощности сигнала к суммарной мощности шума и помех  $h = \frac{P_s}{P_n + P_i}$ .

Второе обстоятельство, позволяющее говорить об оптимизации сверхнаправленности, – возможность регулирования степени проявления эффекта сверхнаправленности. В данной работе рассматривается метод синтеза, позволяющий обеспечить такое регулирование применительно к кольцевым антенным решеткам (КАР).

**Кольцевые антенные решетки.** В структуру широкополосной приемной КАР (рис. 2) входит собственно решетка из  $N$  антенных элементов, усилительно-преобразовательные тракты (в канале каждого антенного элемента), линейка фазовращателей, линейка аттенюаторов и сумматор. Сигналы, принятые антенными элементами, усиливаются (возможно с переносом спектра сигнала на промежуточную частоту), сдвигаются по фазе, изменяются по амплитуде и суммируются. Каждый фазовращатель с аттенюатором образует коэффициент взвешенного суммирования, а их совокупность – формирующий вектор, умножаемый скалярно на вектор принятых сигналов (сигнальный вектор).

Схема, представленная на рис. 2, обеспечивает обработку по ансамблю антенных элементов. На рис. 3 приведен альтернативный вариант построения КАР. Здесь в сечении между усилительно-преобразовательными трактами и фазовращателями включена матрица Батлера  $N \times N$ , которая осуществляет преобразование Фурье сигнального вектора, а вся схема – обработку по ансамблю мод данной КАР.

Как показали исследования [2], обе схемы энергетически эквивалентны. Разница – в физическом механизме потерь мощности полезного сигнала (при сверхнаправленности). В одной схеме (рис. 2) потери происходят главным образом в балластных нагрузках сумматора, в другой (рис. 3) – в аттенюаторах.

Синтез КАР по критерию максимизации КНД. Кратко рассмотрим упомянутый выше метод синтеза КАР, обеспечивающий возможность регулирования степени проявления эффекта сверхнаправленности. Метод основан на известном [3] решении вариационной задачи максимизации коэффициента направленного действия КАР с заданной геометрией (т.е. синтез проводится по критерию максимизации КНД). По этому методу определяются коэффициенты взвешенного суммирования при обработке по ансамблю мод и ансамблю антенных элементов.

Коэффициенты взвешенного суммирования при обработке по ансамблю мод (см. рис. 3) определяются по формуле

$$b_m = \frac{1}{\max_{n=1, \dots, N} |a_n|} D_m(\theta_0, \varphi_0) / F_m(\theta_0, \varphi_0), \quad (1)$$

где  $D_m$  – КНД, обеспечиваемый данной КАР при  $m$ -м модовом возбуждении;  $\theta_0, \varphi_0$  – угловые сферические координаты (полярный угол и азимут соответственно) направления, в котором требуется максимизировать КНД;  $F_m$  –  $m$ -я модовая ДН, формируемая данной КАР при  $m$ -м модовом возбужде-

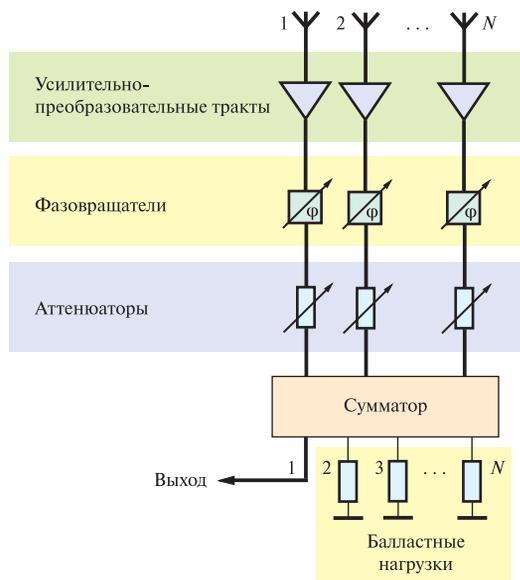


Рис. 2

нии (все модовые ДН должны нормироваться единообразно [3]).

Для перехода к коэффициентам взвешенного суммирования при обработке по ансамблю антенных элементов  $a_k$  (см. рис. 2) необходимо выполнить преобразование Фурье вектора, образованного коэффициентами  $b_m$  (схематически такое преобразование эквивалентно исключению матрицы Батлера). При этом коэффициенты определяются по формуле

$$a_k = \frac{1}{\max_{n=1, \dots, N} |a_n|} \sum_{m=1}^N b_m \exp\left(ikm \frac{2\pi}{N}\right); \quad k = 1, 2, \dots, N. \quad (2)$$

Коэффициенты взвешенного суммирования, найденные по формулам (1) и (2), обеспечивают максимизацию КНД в направлении, заданном полярным углом  $\theta_0$ , и азимутом  $\varphi_0$ . Максимальный КНД является суммой коэффициентов направленного действия, обеспечиваемых в данном направле-

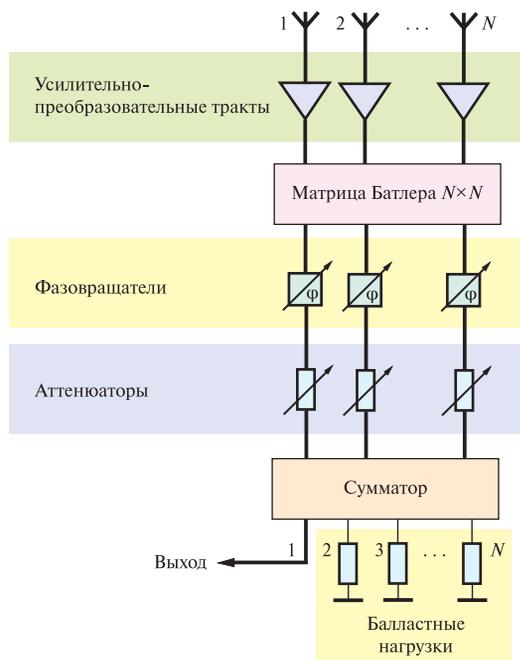


Рис. 3

нии модовыми ДН:

$$D(\theta_0, \varphi_0) = \sum_{m=1}^N D_m(\theta_0, \varphi_0). \quad (3)$$

Схемотехнически величины  $a_k$  и  $b_m$  ( $k, m = 1, 2, \dots, N$ ) представляют собой коэффициенты передачи четырехполюсников, образованных каскадными соединениями фазовращателей и аттенуаторов.

Напряжение сигнала на выходе сумматора (он же выход всего устройства) определяется по формулам (при обработке по ансамблю мод и антенных элементов соответственно):

$$U = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=1}^N b_m \tilde{U}_m \quad (4a)$$

и

$$U = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N a_k U_k, \quad (4б)$$

где  $\tilde{U}_m = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N U_k \exp\left(ikm \frac{2\pi}{N}\right)$  – напряжения сигналов, принятых антенными элементами, усиленных в усилительно-преобразовательных трактах и прошедших через матрицу Батлера;  $U_k$  – напряжения сигналов, принятых антенными элементами и усиленных в усилительно-преобразовательных трактах.

**Регулирование эффекта сверхнаправленности.** Рассматриваемый метод инвариантен к частоте, и в низкочастотной части диапазона, где КАР электрически мала, он, по-прежнему обеспечивая максимальный КНД, синтезирует сверхнаправленную КАР. Регулирование степени проявления эффекта сверхнаправленности осуществляется ограничением числа мод, участвующих в синтезе. Дело в том, что при синтезе по критерию максимума КНД сверхнаправленность проявляется в резком увеличении (по модулю) коэффициентов  $b_m$  для мод, близких к противофазной ( $m = N/2$ ), включая и последнюю. С уменьшением частоты начинает быстро возрастать  $|b_{N/2}|$  (противофазная мода), затем  $|b_{N/2-1}|$ ,  $|b_{N/2+1}|$  и т.д. Именно эти моды и являются сверхнаправленными, остальные же (с относительно небольшими по модулю коэффициентами) к таковым не относятся [2]. Это дает возможность ограничивать эффект сверхнаправленности путем введения некоторого порога ограничения и отбрасывания сверхнаправленных мод, коэффициенты которых превышают по модулю этот порог.

При отбрасывании части мод соответствующие коэффициенты  $b_m$  берутся равными нулю и в суммах формул (2) и (3) исключаются соответствующие слагаемые. Существенно, что при этом (1) и (2) по-прежнему дают оптимальное решение по критерию максимизации КНД. Но максимальный КНД будет теперь меньше такового при полном использовании мод, поскольку в (3) исключается часть неотрицательных слагаемых.

Как установлено в [2], положительный эффект от такого ограничения обусловлен быстрым увеличением отношения сигнал/шум при относительно медленном уменьшении КНД КАР. В соответствии с (3) КНД КАР аддитивно уменьшается на суммарный КНД отброшенных мод. Значения  $D_m$  незначительно различаются, поэтому если  $M$  – число используемых мод ( $M \leq N$ ), то при отбрасывании еще двух снижение КНД КАР в разях можно оценить как  $(M-2)/M$ . Например, для 16-элементной КАР отбрасывание только противофазной 8-й моды (на частоте, где только начинает проявляться эффект сверхнаправленности) приводит к снижению КНД примерно на 0,3 дБ, отбрасывание затем 7-й и 9-й мод (при дальнейшем уменьшении частоты) уменьшает КНД еще на

0,6 дБ и т.д.

В то же время отбрасывание каждой сверхнаправленной моды существенно улучшает шумовые свойства. Дело в том, что сигнал, принятый по этой моде, очень слаб и его повышение (за счет соответствующего коэффициента  $b_m$ ) до уровня сигналов идет по другим модам. Однако такое «вытягивание» слабого сигнала происходит одновременно с шумом и в результате «добавка» к сигналу оказывается незначительной, тогда как к шумам – довольно большой. В схеме, показанной на рис. 3, амплитудное регулирование осуществляется посредством аттенуаторов, и «вытягивание» слабого сигнала сверхнаправленной моды означает, что соответствующий ей аттенуатор не вносит затухания, зато остальные, через которые идут сильные сигналы, выставляются в большое затухание.

Таким образом, введением порога ограничения и отбрасыванием сверхнаправленных мод можно ограничивать эффект сверхнаправленности. Варьируя данным порогом, можно в широких пределах регулировать степень реализации этого эффекта, повышая или снижая чувствительность за счет КНД. В рамках этого процесса отыскивается оптимум по критерию максимизации отношения мощности сигнала к суммарной мощности шума и помех. В настоящей работе поиск оптимума осуществлялся путем перебора вариантов.

**Численное моделирование** выполнялось применительно к схеме, показанной на рис. 2 (обработка по ансамблю антенных элементов). При этом использовалась методика анализа, в определенной степени аналогичная той, что была предложена в [2]. Кратко рассмотрим ее.

Сигнальный вектор (вектор напряжений сигналов, принятых антенными элементами) определялся на основе электродинамического моделирования методом интегро-дифференциального уравнения Харрингтона [4]. Возбуждение КАР осуществлялось полуволновым вибратором, отнесенным от КАР на расстояние  $R$  – достаточно большое, чтобы в области КАР образовывалась локально-плоская волна. На том же расстоянии  $R$  от вибратора вводилась точка наблюдения таким образом, чтобы она, центр КАР и вибратор находились на одной прямой. В точке наблюдения контролировалась плотность потока энергии. Очевидно, что последняя и есть плотность потока энергии в точке приема. В результате электродинамического моделирования определялись сигнальный вектор  $[u] = [u_1, u_2, \dots, u_N]^T$ , диаграмма направленности и КНД  $D$  исследуемой КАР. При определении ДН и КНД кольцевая антенная решетка моделировалась в передающем режиме.

Моделирование обработки сигналов основывалось на формуле (4б), определяющей выходное напряжения сумматора и устройства в целом. Напряжения сигналов на выходах усилительно-преобразовательных трактов  $U_k$  вычислялись по формуле  $U_k = \sqrt{K^{(p)} W / R_v} u_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$ , где  $K^{(p)}$  – коэффициент передачи (усиления) усилительно-преобразовательного тракта по мощности;  $W$  – волновое сопротивление тракта;  $R_v$  – сопротивление нагрузки антенного элемента.

Коэффициенты шума трактов до входов сумматора определялись по формуле

$$K_k^{(h)} = K^{(h)} + \left( |a_k|^{-1} - 1 \right) / K^{(p)}; \quad k = 1, 2, \dots, N,$$

где  $K^{(h)}$  – коэффициент шума усилительно-преобразовательного тракта.

Мощность шума на каждом входе сумматора делится поровну между всеми выходами, т.е. на каждый выход поступает  $1/N$ -я часть мощности шума с каждого входа. Шумы в

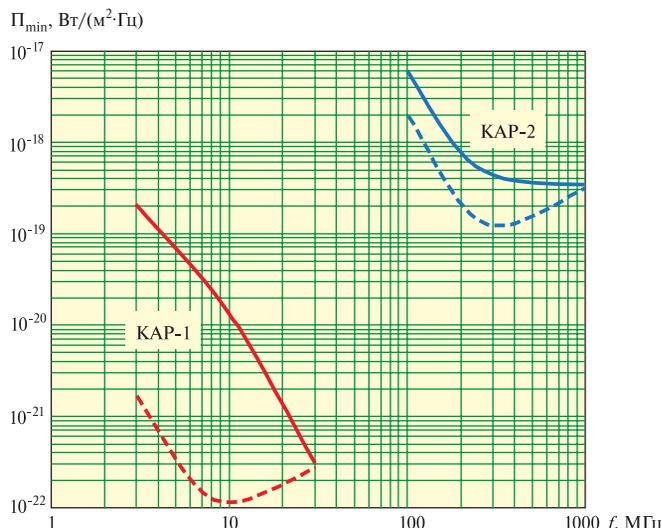


Рис. 4

разных трактах не коррелированы и, следовательно, складываются на каждом выходе квадратично – путем сложения мощности шумов. При этом мощность шума  $P_h$  на выходе сумматора находится по формуле

$$P_h = \frac{k_0 T_0 \Delta_f K^{(p)}}{N} \sum_{k=1}^N \left[ K^{(h)} + (|a_k|^{-1} - 1) / K^{(p)} - 1 \right] |a_k|,$$

где  $k_0 = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/гр. – постоянная Больцмана;  $\Delta_f$  – полосу частот, Гц.

Расчеты проводились при параметрах  $K^{(p)} = 10^5$  (50 дБ);  $K^{(h)} = 2,75$  (4,4 дБ);  $\Delta_f = 1$  Гц. Наряду с отношением сигнал/шум оценивалась величина (медианное значение) отношения сигнал/(шум + помехи). Согласно [1] частотная зависимость медианного значения мощности помех  $p_v$  (дБ относительно  $k_0 T_0 \Delta_f$ ), принятых эталонной ненаправленной антенной, может быть аппроксимирована формулой  $p_v(f) \approx p_0 - 23 \lg(10f)$ , где  $f$  – частота, ГГц;  $p_0$  – мощность помех на частоте 0,1 ГГц, которую рекомендовано принимать равной 24 дБ в сельской местности и 40 дБ в промышленных районах. Эффективная площадь эталонной антенны равна  $\lambda^2 / (4\pi)$ , и мощность сигнала  $P_{\text{пр}}$ , принятого такой антенной, определится как  $P_{\text{пр}} = \Pi \lambda^2 / (4\pi)$ . Принципиальное отличие помех от тепловых шумов заключается в том, что в трактах схемы обработки антенной решетки они являются коррелированными. По существу, это те же сигналы (мешающие), претерпевающие ту же обработку (усиление, затухание, фазовые сдвиги, сложение), что и полезный сигнал. Однако в отличие от последнего они в среднем принимаются равномерно со всех направлений. Поэтому медианное значение отношения сигнал/помехи у анализируемой антенны будет в  $D$  раз больше, чем у эталонной антенны. На основании этого получена формула для оценки медианного значения мощности внешних помех  $P_v$ , Вт, принятых анализируемой антенной в полосе частот 1 Гц:

$$P_v = 4\pi \frac{k_0 T_0 P_1 10^{[p_0 - 23 \lg(10f)]/10}}{\Pi \lambda^2 D}.$$

Для исследований были выбраны две КАР. Первая (КАР-1) рассчитана на диапазон 3...30 МГц, вторая (КАР-2) представляет собой электродинамически подобный аналог первой, рассчитанный на диапазон 0,1...1 ГГц. Параметры КАР-1: число элементов – 16; радиус – 16 м; длина вибратора – 10 м; сопротивление нагрузки – 75 Ом. Характеристики

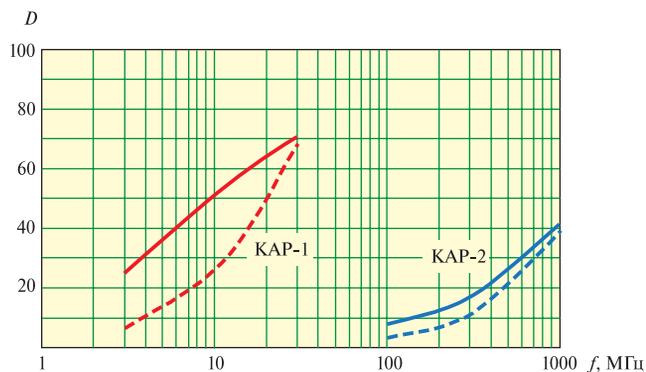


Рис. 5

КАР-1 определялись с учетом влияния земли. КАР-2 считалась расположенной в свободном пространстве.

Рассматривались также два алгоритма обработки. Первый (алгоритм 1) основан на приведенном выше методе синтеза по критерию максимизации КНД. Коэффициенты взвешенного суммирования  $a_k$  в алгоритме 1 определяются по формулам (1), (2). Алгоритм 1 позволяет реализовать сверхнаправленность. При его использовании отыскивался оптимум по критерию максимизации отношения сигнал/(шум + помехи). Алгоритм 2 предполагает когерентную обработку, что исключает проявление эффекта сверхнаправленности. Коэффициенты взвешенного суммирования в алгоритме 2 определяются следующим образом:  $\hat{a}_k = u_k^* / \max_{n=1,2,\dots,N} |u_n|$ ,  $k=1, 2, \dots, N$ .

Результаты исследований. На рис. 4 приведены графики частотных зависимостей чувствительности исследованных антенных решеток. Сплошные кривые соответствуют алгоритму 1 (сверхнаправленность), штриховые – алгоритму 2. Аналогичные графики частотных зависимостей КНД представлены на рис. 5.

Анализ рисунков показывает, сколь значительным может стать ухудшение чувствительности, вызванное фактором сверхнаправленности. Об этом можно судить по степени расхождения сплошных и штриховых кривых. Однако такое ухудшение, имеющее тенденцию к росту по мере уменьшения частоты, является платой за «замедление» снижения КНД с уменьшением частоты (см. рис. 5).

Из рис. 4 и 5 также видно, что расхождение между сплошными и штриховыми кривыми у КАР-1 заметно больше, нежели у КАР-2. Это объясняется тем, что в диапазоне КАР-2 уровень внешних помех существенно ниже по сравнению с диапазоном КАР-1, поэтому собственный тепловой шум имеет больший удельный вес и требуется более значительное ограничение сверхнаправленности.

На рис. 6 приведен итоговый результат – выигрыш  $d$ , дБ (медианное значение) сверхнаправленных КАР (алгоритм 1) относительно «нормальных» КАР (алгоритм 2) по отношению сигнал/(шум + помехи). Результаты получены применительно к сельской местности. В промышленных районах, где уровень внешних помех значительно выше, выигрыш также будет больше за счет увеличения удельного веса помех. Наибольший выигрыш обеспечивает КАР-1, что объясняется высоким уровнем внешних помех в ее диапазоне.

**Заключение.** Таким образом, можно констатировать, что чем выше уровень внешних помех, тем в большей степени проявляется положительный эффект от сверхнаправленности. В диапазоне 0,1...1 ГГц, где уровень внешних помех относительно невелик, этот эффект незначителен, но в диапазоне 3...30 МГц с высоким уровнем помех он уже весьма

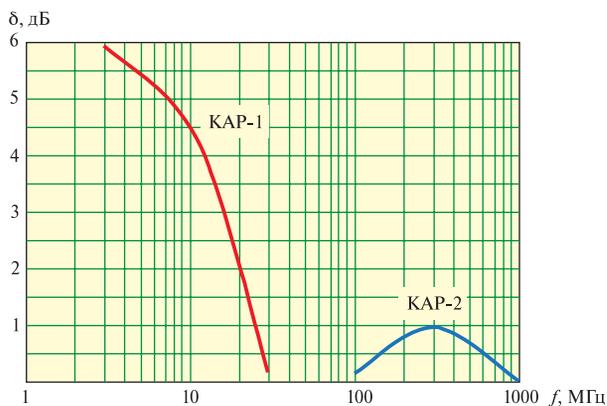


Рис. 6

заметен. Отсюда — область наиболее интересного практического применения сверхнаправленных КАР — радиосистемы диапазона ДКМВ.

В силу известных особенностей ионосферного распространения радиоволн в ДКМВ-диапазоне радиосистемы этого диапазона являются широкополосными, так что неизбежно появление частот, где антенны оказываются электрически малыми. Представляется целесообразным вводить в эксплуатацию сверхнаправленные КАР взамен антенн бегу-

щей волны типа БС. При этом одна достаточно компактная КАР, сканирующая по азимуту, способна заменить целый комплект антенн типа БС, занимающий весьма обширное пространство.

Практически интересным может быть также применение сверхнаправленных КАР в более низкочастотных диапазонах, где уровень внешних помех даже выше, чем в диапазоне ДКМВ. Радиосистемы в этих диапазонах не относятся к широкополосным и положительный эффект от внедрения сверхнаправленных КАР будет заключаться в уменьшении габаритов антенн.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Калинин А.И., Черенкова Е.Л. Распространение радиоволн и работа радиолиний. — М.: Связь, 1971.
2. Бузов А.Л., Бузова М.А., Трофимов А.П. и др. Энергетика сверхнаправленных приемных кольцевых антенных решеток // Антенны. — 2010. — № 4 (155). — С. 8–15.
3. Бузов А.Л., Юдин В.В. Предельно достижимый КНД кольцевой антенной решетки // Труды НИИР. — 1998. — С. 60–63.
4. Электродинамические методы анализа проволочных антенн / А.Л. Бузов, Ю.М. Сподобаев, Д.В. Филиппов и др.; Под ред. В.В. Юдина. — М.: Радио и связь, 2000.

Получено 09.02.11