

МЕТОД НАСТРОЙКИ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ СОТОВОЙ СЕТИ ДЛЯ ДОСТИЖЕНИЯ МАКСИМАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ

Р.С. Аверьянов, директор по производственной деятельности ООО «НСТТ», ars@ntxx.org;
А.О. Шорин, технический директор ООО «НСТТ», as@nirit.org

УДК 621.396

Аннотация. Рассматривается задача синтеза штыревой многоэлементной антенны сотовой сети связи, обладающей максимальным коэффициентом усиления в направлениях заданного угла места и круговой формой диаграммы в азимутальных направлениях. Показано, что для решения поставленной задачи можно воспользоваться критериями и техникой, разработанными для адаптивных антенных решеток. На примере антенн McWILL диапазона 330 МГц показано, что использование предлагаемого метода позволяет повысить коэффициент усиления по отношению к традиционному варианту антенны Дольф-Чебышева на 1,8 дБ.

Ключевые слова: коэффициент усиления антенны; антенна Дольфа-Чебышева; симметричный вибратор; многоэлементная антенна; условная оптимизация.

THE METHOD OF PARAMETERS SETTING FOR THE CELLULAR NETWORK BASE STATION ANTENNA FOR ACHIEVING THE MAXIMUM GAIN VALUE

Roman Averyanov, production director of LLC “NXTT”;
Alexander Shorin, technical director of LLC “NXTT”

Annotation. The problem of synthesizing a pin multielement antenna of a cellular communication network with a maximum gain in directions of a given elevation angle and a circular shape diagram in the azimuth directions is considered. It is shown that for the problem solution it is possible to use the criteria and techniques developed for adaptive antenna arrays. Using the McWILL antennas example of the 330 MHz band it is shown that the proposed method allows increasing the gain factor with respect to the traditional version of the Dolph-Chebyshev antenna by 1.8 dB.

Keywords: antenna gain; the Dolph-Chebyshev antenna; symmetrical vibrator; multi-element antenna; conditional optimization.

Введение

Пространственная селекция сигналов выступает как основной положительный фактор, отличающий сети 4G от сетей предыдущих поколений. Несмотря на то, что данная тема достаточно хорошо проработана теоретически [1-4], но в области практических применений она остается относительно новой. Практика внедрения и эксплуатации технологий пространственной селекции на текущем этапе порождает новые вопросы, задачи, а также открывает новые возможности применения. Так в работах [5-9] предлагается использовать возможности пространственной селекции для разрешения острой проблемы обеспечения ЭМС между сетями поколения 4G. А в работах [10-12] исследуется вопрос оптимизации антенной решетки для достижения наилучших показателей пропускной способности и составления наиболее рациональных расписаний по распределению ресурса радиоканала между активными абонентами.

Хорошо известно, что показатели пространственной селекции находятся в жесткой зависимости от геометрических и электрических характеристик антенных систем, на базе которых указанная селекция реализуется [1, 13]. А такие характеристики зачастую находятся под строгими ограничениями. Например, задача обеспечения ЭМС может потребовать дополнительного подавления в антенной системе излучений в определенном секторе

вертикальных угловых направлений [5-9]. Вид применяемых адаптивных антенных решеток может не поддерживать возможность механического управления наклоном (как для кольцевых антенн сети McWILL). Всегда на практике присутствует жесткое ограничение на вертикальные размеры антенн. Но при этом оператор обычно заинтересован иметь антенны с максимальным коэффициентом усиления (K_y), чтобы обеспечить наилучшие показатели по дальности и качеству связи, а также иметь минимальные энергетические затраты у себя и на абонентских станциях пользователей. Результаты исследований, проведенных по этому вопросу, включает представленный материал.

Особенности построения антенн базовых станций

Пространственная селекция сигналов, осуществляемая на базовых станциях сотовых сетей, в подавляющем большинстве случаев ориентирована на работу в азимутальной плоскости. В вертикальном направлении антенные системы селекции не производят, так как по уровню абоненты, обычно, очень плотно сконцентрированы. При этом вертикальная селекция не может дать никаких преимуществ. В результате антенны базовых станций конструируют в виде множества вибраторов, расположенных вертикально. Это обеспечивает определенную, обычно достаточно узкую, форму диаграммы направленности (ДН) в вертикальном сечении. Наклон указанной диаграммы настраивают механическим и электрическим путем.

Для адаптивных антенных систем, применяемых на базовых станциях, используют антенны, обладающие заданной, как правило, достаточно широкой формой ДН в азимутальной плоскости. Например, в сети McWILL в диапазонах 339 и 420 МГц используют антенны с круговой ДН в азимутальной плоскости. На рис. 1 показана типовая структура **отдельной** антенны базовой станции, состоящая из множества вибраторов.

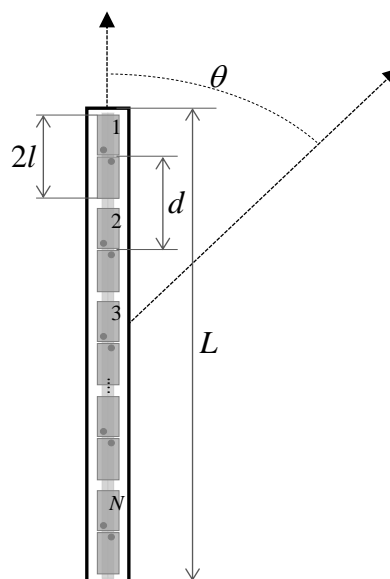


Рисунок 1

Также на рис. 1 показана система угловых координат, используемая далее при расчетах ДН в вертикальном сечении. Вертикальные габариты антенны (параметр L), как правило, являются заданными.

Особый интерес на данный момент проявляется к адаптивным системам, которые состоят из нескольких антенн, подобных показанной на рис. 1. Как уже отмечалось, адаптивная настройка производится в азимутальной плоскости. При этом характеристики избирательности антенной системы в вертикальном сечении остаются практически постоянными. Поэтому чем лучше антенная система будет изначально настроена в вертикальном сечении, тем эффективнее в итоге будет и совокупный результат от адаптации. Естественным показателем качества

настройки может служить K_y , обеспечиваемый антеннами, составляющими адаптивную систему. Управление формой ДН отдельной антенны (см. рис. 1) может осуществляться путем настройки запитывающих напряжений отдельных вибраторов. Это позволит управлять амплитудой и фазой излучаемых вибраторами сигналов так, чтобы обеспечить:

- нужный наклон основного лепестка ДН;
- максимальный показатель K_y для направления излучения с заданным наклоном;
- дополнительное подавление излучений в запрещенном секторе вертикальных направлений.

Для решения поставленной задачи предлагается использовать технику адаптивной настройки, которая с успехом себя зарекомендовала [1, 14-16]. Тем более, что конечная форма решения и достигаемый эффективный результат при таком подходе могут быть записаны в замкнутом аналитическом виде. Последнее обстоятельство очень удобно для практических приложений.

Традиционный подход

Традиционно сформулированную задачу пытаются решить с использованием дольф-чебышевских антенных решеток. Но дольф-чебышевское решение получено для задачи отличной от приведенной выше. Оно обеспечивает равномерно минимальный уровень боковых лепестков ДН, что в общем случае не гарантирует максимум K_y , не предусматривает управление наклоном и необходимость дополнительного подавления излучения в заданном угловом секторе. Поэтому представляет интерес сравнить насколько в тех или иных условиях дольф-чебышевское решение может уступать тому, которое будет получено при строгом решении. При этом для сопоставления мы ниже будем использовать метрики, связанные с достигаемыми значениями коэффициентов K_y .

Математическая постановка и решение задачи

Пусть $\dot{F}(\varphi, \theta) = \dot{F}(\theta)$ – комплексная амплитудная ДН отдельного вибратора, которая имеет форму, не зависящую от азимутального направления.

В принципе, излагаемый подход применим и для случаев, когда ДН не обладают инвариантностью относительно азимутального направления, но результаты исследований для таких ситуаций предполагается представить в продолжении представленной работы.

N – число вибраторов, составляющих рассматриваемую антенну.

где:

$y_i = d \left(\frac{N+1}{2} - i \right), i = 1, 2, \dots, N$ – координаты расположения оптических центров вибраторов.

d – расстояние между оптическими центрами соседних вибраторов.

$f_0, \lambda = \frac{c}{f_0}$ – рабочая частота и длина волны на рабочей частоте антенны.

$\dot{W}_i, i = 1, 2, 3, \dots, N$ – комплексная амплитуда сигнала, излучаемого i -м вибратором, формируемая через управление питающим напряжением.

Тогда комплексная амплитуда излучаемого антенной сигнала будет:

$$\dot{A}(\theta) = \dot{F}(\theta) \sum_{i=1}^N \dot{W}_i e^{j \cdot 2\pi \frac{y_i}{\lambda} \cos \theta} = \dot{F}(\theta) \sum_{i=1}^N \dot{W}_i e^{j \cdot 2\pi \frac{d}{\lambda} \left(\frac{N+1}{2} - i \right) \cos \theta}$$

Мощность излучения в элементарный сектор $[\theta, \theta + d\theta]$ составит:

$$\begin{aligned} P(\theta) d\theta &= 2\pi |\dot{A}(\theta)|^2 \sin \theta d\theta = 2\pi |\dot{F}(\theta)|^2 \sin \theta \sum_{i,i'=1}^N \dot{W}_i^* \dot{W}_{i'} e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} (i'-i) \cos \theta} d\theta = \\ &= 2\pi |\dot{F}(\theta)|^2 \sin \theta d\theta \cdot \dot{W}^+ \mathbf{R}(\theta) \dot{W}, \end{aligned}$$

где:

$\dot{\mathbf{W}} = (\dot{W}_1, \dot{W}_2, \dots, \dot{W}_N)^T$ – вектор распределения комплексных амплитуд сигналов, излучаемых отдельными вибраторами, $\mathbf{R}(\theta) = [r_{ii}(\theta)]_{N \times N}$ – эрмитова матрица с элементами

$r_{ii}(\theta) = e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(i-i)\cos\theta}$, $(\cdot)^+$ – обозначает операцию транспонирования и комплексного сопряжения.

Введем обозначение:

$$\mathbf{R} = \int_0^\pi \mathbf{R}(\theta) |\dot{F}(\theta)|^2 \sin\theta d\theta, \quad (1)$$

тогда для коэффициента усиления антенны, рассчитанного для направления θ_0 , получаем

$$K_y(\theta_0) = \frac{4\pi |\dot{F}(\theta_0)|^2 \dot{\mathbf{W}}^+ \mathbf{R}(\theta_0) \dot{\mathbf{W}}}{2\pi \dot{\mathbf{W}}^+ \mathbf{R} \dot{\mathbf{W}}} = 2 |\dot{F}(\theta_0)|^2 \frac{\dot{\mathbf{W}}^+ \mathbf{R}(\theta_0) \dot{\mathbf{W}}}{\dot{\mathbf{W}}^+ \mathbf{R} \dot{\mathbf{W}}} = 2 \frac{|\dot{\mathbf{W}}^T \dot{\mathbf{B}}(\theta_0)|^2}{\dot{\mathbf{W}}^+ \mathbf{R} \dot{\mathbf{W}}}, \quad (2)$$

где:

$$\dot{\mathbf{B}}(\theta_0) = (\dot{b}_1(\theta_0), \dot{b}_2(\theta_0), \dots, \dot{b}_N(\theta_0))^T, \quad \dot{b}_i(\theta_0) = \dot{F}(\theta_0) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} y_i \cos\theta_0}.$$

Теперь на основании (2) задачу можно сформулировать как требование $\min(\dot{\mathbf{W}}^+ \mathbf{R} \dot{\mathbf{W}})$,

при условии $\dot{\mathbf{W}}^+ \dot{\mathbf{B}}(\theta_0) = const$. Решение ее известно [1, 14-16]:

$$\dot{\mathbf{W}}_{opt} = \alpha \mathbf{R}^{-1} \dot{\mathbf{B}}^*(\theta_0), \quad (3)$$

где:

α – скалярный множитель, величина которого в практических приложениях не имеет особого значения (реально он определяется выбранным уровнем трансляции).

Часто бывает необходимо не только достигнуть максимального значения $K_y(\theta_0)$, но и обеспечить определенное подавление излучений в заданном секторе вертикальных углов $[\theta_1, \theta_2]$, см., например, [5-9, 13]. В такой ситуации решение (3) остается прежним, только вместо матрицы (1) нужно использовать:

$$\mathbf{R}(\theta_1, \theta_2) = \int_0^\pi \Psi(\theta_1, \theta_2) \mathbf{R}(\theta) |\dot{F}(\theta)|^2 \sin\theta d\theta,$$

где:

$$\Psi(\theta_1, \theta_2) = \begin{cases} 1, & \text{при } \theta \notin [\theta_1, \theta_2], \\ \beta, & \text{при } \theta \in [\theta_1, \theta_2], \end{cases} \quad \beta - \text{некоторое число } (\beta > 1), \text{ значение которого выбирается в}$$

соответствии с тем, на сколько требуется подавить излучение в запрещенном секторе $[\theta_1, \theta_2]$

Решение (3) достаточно просто реализовать, и с его помощью можно непосредственно рассчитать обеспечиваемый уровень $K_y(\theta_0)$:

$$K_y(\theta_0) = 2 \frac{|\dot{\mathbf{W}}_{opt}^T \dot{\mathbf{B}}(\theta_0)|^2}{\dot{\mathbf{W}}_{opt}^+ \mathbf{R} \dot{\mathbf{W}}_{opt}} = 2 \dot{\mathbf{B}}^+(\theta_0) \mathbf{R}^{-1} \dot{\mathbf{B}}(\theta_0). \quad (4)$$

В случае запрещающего сектора формула (4) преобразуется в

$$K_y(\theta_0) = 2 \frac{(\dot{\mathbf{B}}^+(\theta_0) \mathbf{R}^{-1}(\theta_1, \theta_2) \dot{\mathbf{B}}(\theta_0))^2}{\dot{\mathbf{B}}^+(\theta_0) \mathbf{R}^{-1}(\theta_1, \theta_2) \mathbf{R} \mathbf{R}^{-1}(\theta_1, \theta_2) \dot{\mathbf{B}}(\theta_0)}.$$

Экспериментальная проверка и сопоставление результатов

Полученное решение (3) достаточно легко реализуется для широкого спектра условий работы. Традиционные подходы, ориентированные, например, на применение дольф-

чебышевских или подобных им распределений [17] токов возбуждения вибраторов, существенно более сложны для применения, так как имеют громоздкую форму со сложным учетом внешних условий. Кроме того, как будет показано ниже, они уступают по эффективности решению (3).

В качестве объекта проверки была выбрана антенна диапазона 339 МГц, используемая в сотовой сети стандарта McWILL. Конструктивно она представляет собой вертикальный цилиндр высотой 3 м. Внутри она содержит ряд вибраторов, излучающих сигнал вертикальной поляризации. В качестве цели использовалось требование обеспечения максимального коэффициента усиления при возможных значениях углов наклона 0°; 1°; 2°; 3°; 5°; 6° и 10°. В качестве настраиваемых были параметры комплексных амплитуд токов возбуждений вибраторов, длина отдельного симметричного вибратора $2l$ и число вибраторов N , размещаемых в габарите $L=3$ м. Для амплитудной ДН симметричного вибратора использовалась известная формула:

$$\dot{F}(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} l \cdot \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right)}{\left(1 - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right)\right) \sin\theta}.$$

В табл. 1 показаны полученные значения для длины отдельного симметричного вибратора $2l/\lambda$ и числа N , обеспечивающие максимальное значение K_y , при различных наклонах главного лепестка ДН.

В табл. 1 приведены параметры, обеспечивающие максимум K_y для вертикальной антенны 339 МГц McWILL.

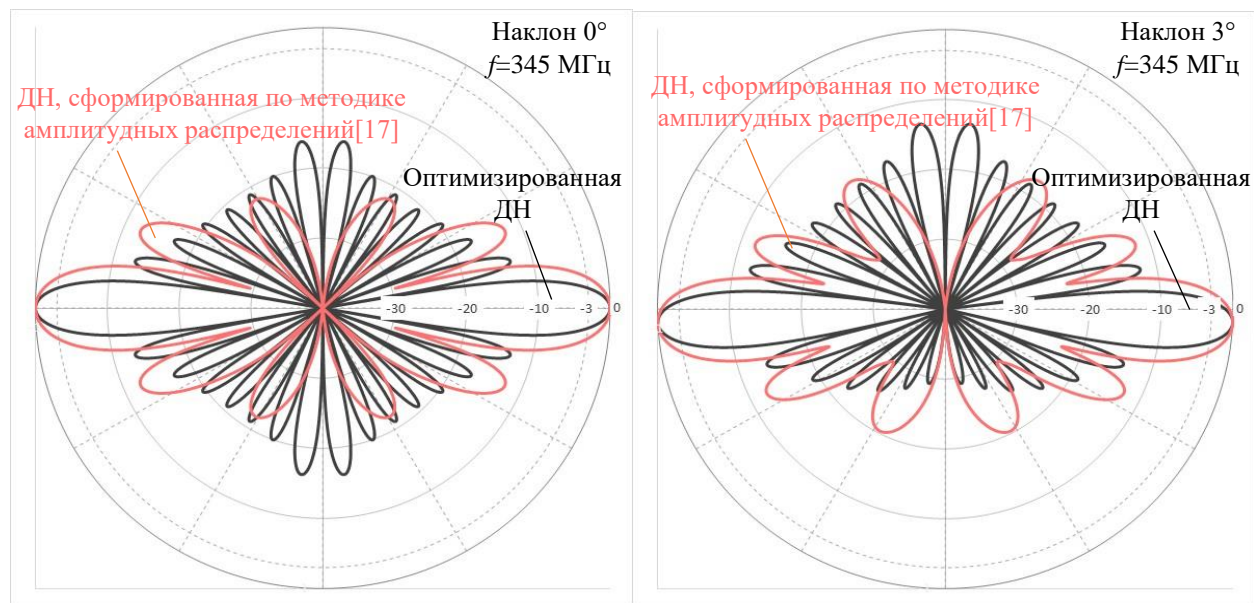
Таблица 1.

Наклон (°)	0	1	2	3	5	6	10
N	15	15	15	15	15	15	15
$2l/\lambda$	0,046	0,044	0,036	0,034	0,032	0,032	0,062
K_y (дБи)	10,59	10,57	10,53	10,47	10,40	10,42	10,63
K_y (дБи) Дольфа-Чебышева ($q=15$ дБ) / [17] (дБи)	9,13/8,76	9,13/8,78	9,13/8,81	9,13/8,80	9,13/8,79	9,13/8,82	9,12/8,75

В принципе, при увеличении числа вибраторов N наблюдается тенденция к увеличению максимальных значений K_y . Но начиная с $N > 15$ результат становился чувствительным к настройкам и при незначительных отклонениях параметров заметно деградировал. Одновременно было установлено, что потенциальный выигрыш в K_y от увеличения N за уровень 15 не превосходит 0,4 дБ. Поэтому было принято ограничение $N=15$, которое является предельным значением, при котором результаты сохраняют устойчивость.

На рис. 2 показаны ДН, синтезированные на основе предложенного подхода (черным цветом) и полученные на основе методики коррекции амплитудных распределений, изложенной в [17] (розовым цветом). Как можно видеть, предложенный подход позволяет получить более узкую форму основного лепестка ДН и, как следствие, получить выигрыш по показателю K_y порядка 1,8 дБ (см. также последние две строки таблицы). На рис. 3 показана (салатовым цветом) ДН антенны Дольфа-Чебышева с углом наклона 6° и с ограничением боковых лепестков уровнем $q = -15$ дБ, а также ДН антенны, синтезированной с помощью предложенной методики (черным цветом). Как можно видеть, в этом случае предложенная методика обеспечивает выигрыш по показателю K_y порядка 1,4 дБ (см. также последние две строки таблицы). На рис. 4 показана (черным цветом) вертикальная ДН, снятая для реальной антенны диапазона 345 МГц, выпускаемой компанией BeijingXinwei. Также на рис. 4 показана

(салатовым цветом) ДН антенны Дольфа-Чебышева, габариты которой соответствуют антенне BeijingXinwei. Как можно заметить, есть определенная согласованность форм. Это позволяет заключить, что фирма BeijingXinwei, скорее всего, использовала именно дольф-чебышевскую методику при создании антенны. Но из-за технологических погрешностей результаты оказались несколько хуже теоретических. Конкретно, расчет K_y по маске ДН показывает 7,93 дБ и, что на 1,2 дБ хуже, чем у антенны Дольфа-Чебышева, являющейся прототипом.



а)

б)

Рисунок 2

На рис. 5 показаны распределения для значений весовых коэффициентов, рассчитанных согласно (3) в условиях различных требований на наклон главного лепестка ДН антенны диапазона 345 МГц. Как можно видеть, настройка антенны предлагаемым методом требует технологической поддержки управления весовыми коэффициентами в пределах не менее 25 дБ. Конечно, это не тривиально, но вполне достижимо для современных технологий.

На рис. 6 показано, как предлагаемая методика позволяет сформировать ДН с максимальным K_y при условии дополнительного ограничения на уровень излучения в запрещенном секторе. В таких ситуациях предлагаемый подход представляется более универсальным и эффективным по сравнению с техникой Дольфа-Чебышева, так как позволяет осуществить подавление в конкретно заданном секторе, а не производить подавление всех боковых лепестков.

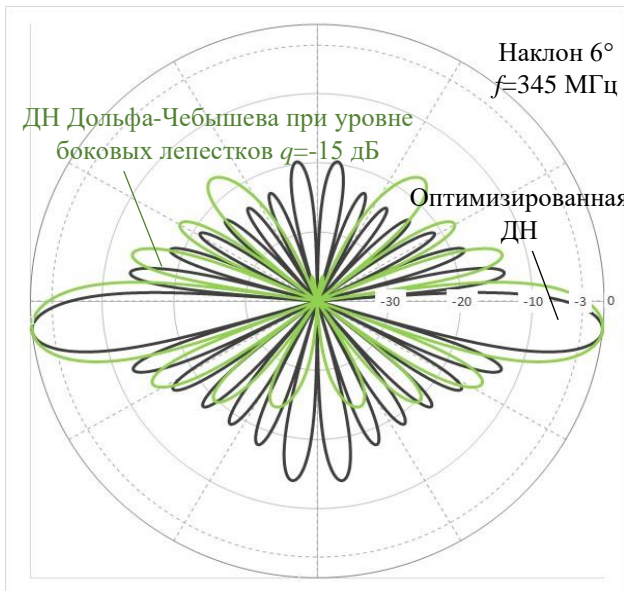


Рисунок 3

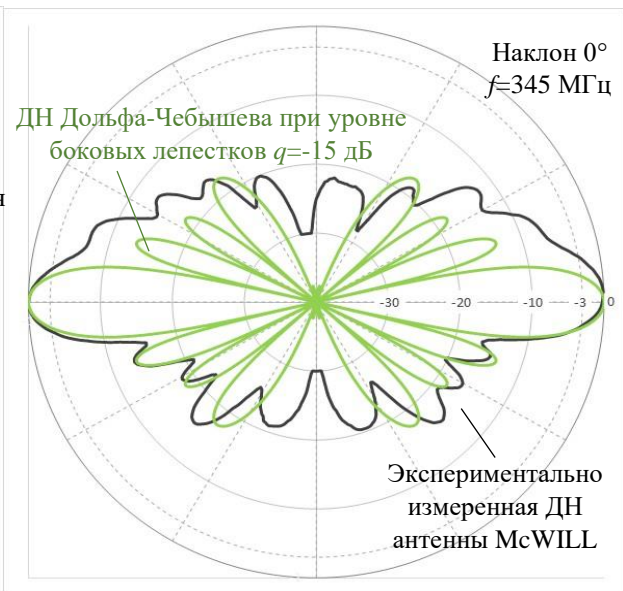
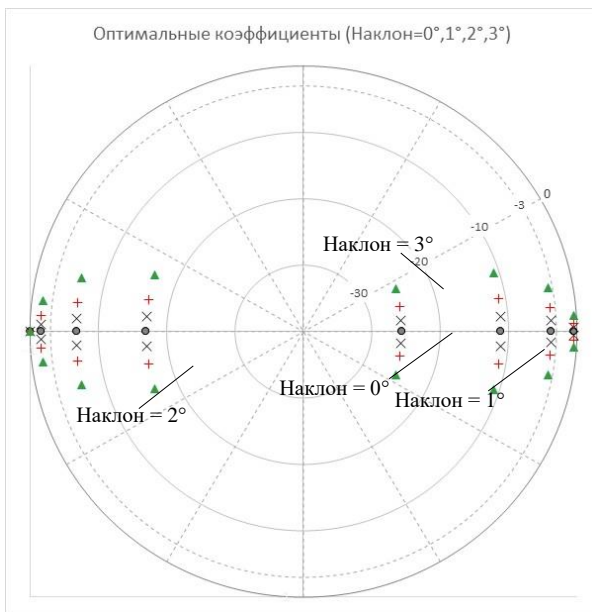
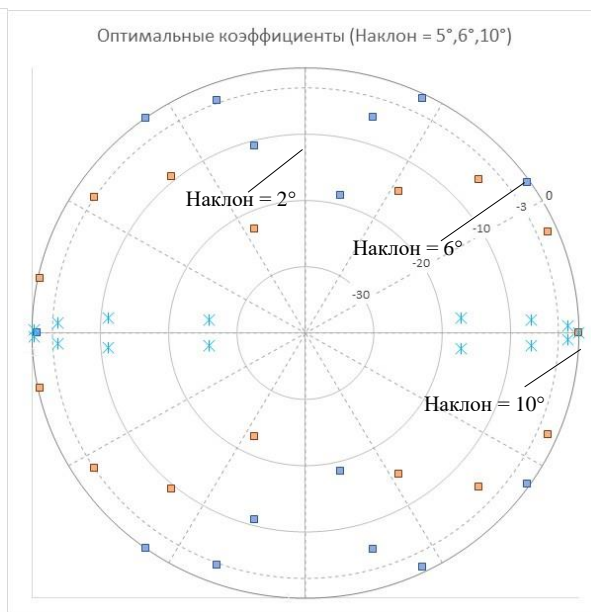


Рисунок 4



а)



б)

Рисунок 5

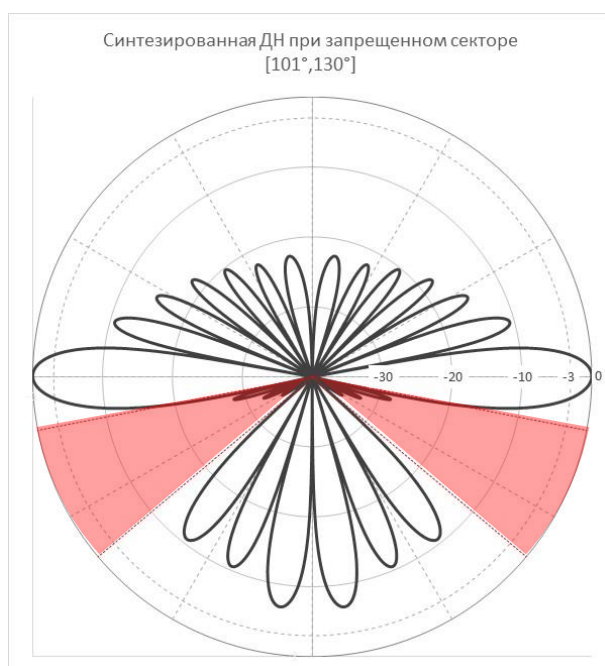


Рисунок 6

Выводы

Предложенная методика синтеза ДН в вертикальном срезе имеет ряд выигрышных моментов по сравнению с известными:

1. Она позволяет при решении задачи достижения максимального коэффициента усиления антенны учесть форму ДН каждого элементарного излучателя, составляющего указанную антенну.
2. Она позволяет точно учитывать позиции угловых секторов, в которых требуется обеспечить подавление излучения, и избежать требования глобального ограничения для всех боковых лепестков.
3. Она достаточно проста для реализации.

Литература

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. Бокк Г.О. ММО: Оптимизация управления числом логических каналов // Электросвязь, – 2017. – № 1. – С. 40-44.
3. Бокк Г.О. ММО: Оптимизация управления числом логических каналов // Сборник материалов (тезисов) 38-й международной конференции РАЕН «Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом». – Шри-Ланка, 2016. – С. 6.
4. Бокк Г.О. Оптимизация ММО с введением управления числом логических каналов // Сборник трудов 30-й международной конференции РАЕН. Региональное отделение Российской Академии Естественных Наук «Экономика и качество систем связи» и ЗАО «НИРИТ». – Малайзия, 2011. – С. 97-109.
5. Шорин О.А., Бокк Г.О. Особенности планирования сети McWILL с учетом электромагнитной совместимости с сетями LTE в смежных диапазонах частот // Электросвязь, – 2017. – № 2. – С. 46-51.
6. Шорин О.А., Бокк Г.О., Сухацкий С.В. Методы улучшения межсистемной ЭМС для систем мобильной связи четвертого поколения // Электросвязь, – 2016. – № 2. – С. 35-41.

7. Шорин О., Бокк Г. Анализ электромагнитной совместимости стандартов четвертого поколения // Первая миля, – 2016. – № 1 (54). – С. 44-53.
8. Шорин О.А., Бокк Г.О. К вопросу об электромагнитной совместимости стандартов четвертого поколения // Экономика и качество систем связи, – 2016. – № 2. – С. 51-59.
9. Шорин О.А., Бокк Г.О. К вопросу об электромагнитной совместимости стандартов четвертого поколения // Сборник материалов (тезисов) 37-й международной конференции РАЕН «Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом». – Италия, 2016. – С. 4-6.
10. Аверьянов Р.С., Бокк Г.О., Шорин А.О. Оптимизация размера кольцевой антенны и правила формирования территориальных кластеров для сотовой сети McWILL // Электросвязь, – 2017. – № 1. – С. 22-27.
11. Шорин О.А., Бокк Г.О., Аверьянов Р.С., Шорин А.О. Оптимизация геометрии адаптивной антенны для сотовой сети с OFDM сигналами // Экономика и качество систем связи, – 2016. – № 2. – С. 60-67.
12. Шорин О.А., Бокк Г.О., Аверьянов Р.С., Шорин А.О. Оптимизация геометрии адаптивной антенны для сотовой сети с OFDM сигналами // Сборник материалов (тезисов) 37-й международной конференции РАЕН «Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом». – Италия, 2016. – С. 7-8.
13. Бокк Г.О. Повышение эффективности работы систем связи на основе пространственно-временной обработки и спектрального анализа сигналов: Диссертация на соискание ученой степени д.т.н.: 05.12.17. – Москва, 2000. – 396 с.
14. Шорин О.А., Бокк Г.О. Эквалайзер для коррекции мультитоплеровских искажений OFDM-сигналов в сетях LTE и McWILL // Электросвязь, – 2017. – № 1. – С. 28-34.
15. Шорин О.А., Бокк Г.О. Влияние размера ресурсного блока сигнала OFDM на показатели качества работы сетей стандартов LTE и McWILL // Электросвязь, – 2017. – № 2. – С. 67-71.
16. Шорин О.А., Бокк Г.О. Эквалайзер для коррекции мультитоплеровских искажений OFDM сигналов в сетях LTE и McWILL // Сборник материалов (тезисов) 38-й международной конференции РАЕН «Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом». – Шри-Ланка, 2016. – С. 4.
17. Лайко К.А., Филимонова Ю.О. Метод коррекции амплитудных распределений антенных решеток с целью увеличения коэффициента использования поверхности раскрыва // Доклады АН ВШ РФ, – 2014. – № 1 (22). – С. 83-92.