

УДК 537.86

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ МНОГОЛУЧЕВОЙ ЦИФРОВОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ В С-ДИАПАЗОНЕ

Л. ГОМИН*, П.Н. ЗАХАРОВ, А.Ф. КОРОЛЕВ

Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова, Москва, Россия

*e-mail: luguoming.hit@gmail.com

(Поступила в редакцию 5 сентября 2018 г.)

Осуществлен выбор элемента для построения фазированной антенной решётки (ФАР), обеспечивающей относительную ширину полосы частот до 9% для передачи или приёма информации беспроводной системы связи. Предложены три метода подавления боковых лепестков и дифракций ФАР в удаленном поле излучения. Использована суперпозиция сигналов возбуждения плоской ФАР для излучения одновременно нескольких независимых лучей в удаленном поле излучения. Проведены расчет и оптимизация прогрессивного распределения сдвигов фаз в группе сигналов возбуждения в горизонтальном и в вертикальном направлениях плоскости ФАР для формирования излучения (приема) независимых лучей по сферическим координатам (азимут и угол места) в пространстве. Проведена разработка экспериментального образца ФАР по микрополосковой технологии, формирующей несколько лучей в удаленном поле излучения. Проведено экспериментальное измерение коэффициента стоячей волны по напряжению и относительной ширине полосы частот образца, разработанного по микрополосковой и печатной технологии.

1. Введение

В современных системах связи существует необходимость повышения пропускной способности [1, 2]. Расширение полосы частот и увеличение мощности передачи являются ограниченными ресурсами и во многих случаях не позволяют обеспечить требуемую пропускную способность [3]. Системы связи с разнесенным приемом и передачей (MIMO) предоставляют дополнительную возможность для повышения пропускной способности [2, 4]. В системах MIMO в большинстве случаев используется несколько антенн или многоэлементные антенны для передачи и приема [2, 4]. Многолучевые цифровые фазированные антенные решетки (ФАР) – один из способов организации MIMO-канала [5, 6]. Многолучевое распространение радиоволн может быть использовано для повышения энергетической и спектральной эффективности передачи [5].

Многолучевое распространение радиоволн характерно для городской среды и радиоканалов внутри зданий и предоставляет возможность осуществлять передачу энергии по нескольким пространственным траекториям. В системах множественного доступа различные направления приёма–передачи могут быть использованы для связи с разными абонентами с целью повышения суммарной пропускной способности системы [7–9]. Многолучевая диаграмма направленности для широкополосных и сверхширокополосных ФАР может быть сформирована как аналоговыми, так и цифровыми методами [4, 10, 11]. В аналоговых методах, как правило, используется фидерная система, набор фазовращателей и сумматоров на антенных портах. Сложность такой конструкции существенно возрастает при увеличении количества лучей и количества элементов ФАР. Такие схемы используются для формирования не более 2–3 лучей [4]. Цифровая схема формирования многолучевой диаграммы направленности обеспечивает ряд преимуществ, таких как [4, 9, 10, 12, 13]:

- возможность динамического высокоскоростного изменения лучевой структуры во времени при отсутствии механического вращения, совместимость с современными эффективными методами цифровой модуляции; высокая гибкость в применении различных методов обработки сигналов без потери в отношении сигнал–шум; большая степень свободы в выборе формы и направлений фокусировки лучей, обеспечиваемая программной сменой весовых коэффициентов фазирования;
- возможность нацеливания парциальных лучей на индивидуальных пользователей или их пространственно-сосредоточенные группы, что обеспечивает максимальную производительность всех каналов связи;
- адаптивное формирование лучей, позволяющее повысить помехозащищенность радиолиний путем синтеза глубоких провалов (нулей) в диаграмме направленности антенной решетки в секторе действия активных помех;
- предупреждение выполнения цифровой калибровки характеристик антенной системы в реальном времени;
- возможность контролировать и компенсировать любые паразитные изменения амплитуды и фазы сигналов по трассе распространения между приемопередатчиками;
- возможность дистанционного программного реконfigurирования архитектуры, модернизации методов обработки сигналов и режимов функционирования системы;
- цифровое формирование лучей сегодня – единственная технология, позволяющая эффективно реализовать динамическую адаптацию обслуживаемой зоны покрытия по наземным ячейкам.

Микрополосковая антенна была выбрана ввиду ее малой толщины, возможности размещения антенны и элементов тракта на единой печатной плате,

совместимости с современными эффективными методами цифровой модуляции [2, 4, 14]. Исследования проводились при помощи моделирования в программном пакете CST Microwave Studio, использующем численное решение уравнений Максвелла в интегральной форме [15].

2. Моделирование широкополосного элемента ФАР

Ширина полосы частот микрополосковой антенны зависит от многих параметров: геометрической формы патч-элемента, диэлектрической проницаемости подложки, толщины подложки материала и места расположения точки питания. В исследовании зависимости ширины полосы частот от толщины подложки была создана модель микрополосковой всеерной антенны с патч-элементом в форме всеера с радиусом $r = 14$ мм, углом раскрытия $\alpha = 120^\circ$, толщиной меди патча и земли 18 мкм. Центральная частота при моделировании и расчете составляла 7 ГГц.

В исследовании зависимости ширины полосы частот от диэлектрической проницаемости материала подложки была создана модель патч-элемента микрополосковой квадратной антенны с размером квадрата 20.1×20.1 мм², толщиной меди патча и земли 18 мкм. Центральная частота при моделировании и расчете составляла 7 ГГц.

С целью исследования зависимости ширины полосы частот от геометрической формы патч-элемента и выбора широкополосных элементов было проведено моделирование для элементов различных форм: квадрата, квадрата со скругленными углами, всеера, всеера со скругленными углами, бабочки, бабочки со скругленными углами, круга, шестиугольника. При расчете и моделировании использовались следующие параметры: центральная частота 7 ГГц, материал подложки Arlon AD255, толщина меди патча 18 мкм. Результаты моделирования показали, что среди исследованных форм наиболее широкую полосу обеспечил патч-элемент в форме квадрата со скругленными углами. По расчету и результатам моделирования полоса частот увеличивается с ростом толщины диэлектрической подложки и уменьшается с ростом величины диэлектрической проницаемости материала подложки. Поэтому были выбраны квадрат со скругленными углами в качестве основного элемента и материал Arlon AD255 ($\epsilon = 2.55$ и $h = 2.032$ мм) в качестве подложки для построения ФАР. По результатам моделирования диаграммы направленности и КСВ элемента выбранной формы КНД составил 7.1 дБ, рабочая полоса частот 6.7–7.3 ГГц и центральная частота 7 ГГц.

3. Подавление уровня боковых лепестков ФАР

В работе использована направленная антенна и поскольку существует необходимость уменьшения боковых лепестков (в том числе дифракции) в

удаленном поле пространства [16], с целью уменьшения боковых лепестков диаграммы направленности в удаленном поле антенной решетки используются следующие способы: уменьшение расстояний между элементами до величин менее $\lambda/2$; неэквидистантное расположение элементов; неравномерное распределение токов по элементам; использование остронаправленных элементов.

В настоящей работе исследовались три из четырех вышеперечисленных методов.

3.1. Расположение элементов ФАР на расстояниях $d < \lambda/2$

При расстоянии между элементами $d > \lambda/2$ в удаленном поле излучения может быть несколько максимумов излучения, равных по интенсивности главному максимуму [16]. Поэтому один из методов уменьшения боковых лепестков (в том числе дифракции) – уменьшение расстояния между элементами $d < \lambda/2$. Проведено моделирование при $d < \lambda/2$ для исследования уровня боковой линейной ФАР с 6 элементами, излучающей в направлениях 30° , 45° и 60° от нормали решетки.

Для моделирования горизонтальной линейной ФАР, излучающей в направлениях 30° , 45° и 60° от нормали, были выбраны расстояния между элементами 0.376λ , 0.379λ , 0.385λ , 0.397λ , 0.42λ и 0.47λ . Результаты моделирования показали, что при расстоянии между элементами $d = 0.47\lambda$ при излучении луча в направлениях 30° , 45° и 60° от нормали боковой лепесток находится на уровне -11.5 , -9.9 и -6.4 дБ, соответственно. Чем больше угол излучения от нормали к плоскости решетки, тем выше уровень боковых лепестков; наименьший уровень боковых лепестков получен при расстоянии между элементами 0.47λ для направлений излучения 30° , 45° и 60° от нормали.

Для моделирования вертикальной линейной ФАР, излучающей в направлениях 30° , 45° и 60° от нормали, были выбраны расстояния между элементами 0.376λ , 0.379λ , 0.385λ , 0.397λ , 0.42λ и 0.47λ . Результаты моделирования показали, что при расстоянии между элементами $d = 0.47\lambda$ при излучении луча в направлениях 30° , 45° и 60° от нормали боковой лепесток находится на уровне -12 , -10.1 и -8.4 дБ, соответственно. Чем больше угол излучения от нормали к плоскости решетки, тем выше уровень боковых лепестков; наименьший уровень боковых лепестков получен при расстоянии между элементами 0.47λ для углов излучения 30° , 45° и 60° от нормали.

По результатам моделирования линейного ФАР в горизонтальном и вертикальном направлениях при вычисленных расстояниях между элементами $d < \lambda/2$ существенное подавление бокового лепестка (в том числе дифракции) в удаленном поле излучения не более -12 дБ. При расстоянии между элементами $d = 0.47\lambda$ боковой лепесток был максимально подавлен.

3.2. Неэквидистантное расположение элементов

Для исследования возможностей метода подавления боковых лепестков путем расположения излучателей на неравных расстояниях друг от друга была построена модель линейной неэквидистантной решетки с 6 элементами. Расчетным путем были получены нормированные координаты элементов: $\xi_0 = -0.9994$, $\xi_1 = -0.5343$, $\xi_2 = -0.1705$, $\xi_3 = 0.1713$, $\xi_4 = 0.5352$ и $\xi_5 = 1$. Расстояние между элементами соответствовало относительным координатам ξ_0 , ξ_1 , ξ_2 , ξ_3 , ξ_4 и ξ_5 [16]. В разделе 3.1 представлено расстояние между двумя элементами равное 0.47λ , уровень боковых лепестков минимум до -12 дБ в горизонтальном и вертикальном направлениях. Поэтому в качестве центрального расстояния (расстояние между ξ_2 и ξ_3) между элементами было выбрано 0.47λ .

Проведено моделирование неэквидистантной линейной ФАР с 6 элементами в горизонтальном направлении, излучающей в направлениях 30° , 45° и 60° от нормали к плоскости ФАР. Результаты моделирования показали, что уровень боковых лепестков (в том числе дифракционных) горизонтальной неэквидистантной решетки с 6 элементами не превышает -12.8 дБ при излучении в направлении 30° от нормали.

Проведено моделирование неэквидистантной линейной ФАР с 6 элементами в вертикальном направлении, излучающей в направлениях 30° , 45° и 60° от нормали к плоскости ФАР. Результаты моделирования показали, что уровень боковых лепестков (в том числе дифракционных) вертикальной неэквидистантной решетки с 6 элементами не превышает -11.1 дБ при излучении в направлении 30° от нормали.

По результатам моделирования линейной ФАР в горизонтальном и вертикальном направлениях при неэквидистантных расстояниях существенное подавление бокового лепестка (в том числе дифракции) в удаленном поле излучения не более -12.8 дБ. Чем больше угол излучения основного лепестка от нормали, тем больше боковой лепесток в удаленном поле. При неэквидистантных расстояниях между элементами в горизонтальном направлении уровень основного излучения в направлении 60° уже может сравняться с уровнем бокового лепестка.

3.3. Неравномерное распределение токов по элементам

Для подавления боковых лепестков диаграммы направленности антенной решетки существует еще один важный метод – неравномерное распределение токов по элементам [16, 17]. В настоящей работе было использовано чебышевское распределение. Известно, что при эквидистантном расположении элементов и расстоянии между элементами $d < \lambda/2$ не происходит существенного подавления

боковых лепестков. При $d = 0.47\lambda$ максимальное подавление боковых лепестков достигает -12 дБ. В виду чего в моделировании и расчете было выбрано расстояние между элементами $d = 0.47\lambda$ для создания линейной ФАР с чебышевским распределением токов по элементам. По чебышевской функции для линейной решетки с 4 и с 6 элементами амплитудное распределение тока по элементам составляет 1:3:3:1 и 1:4:6:4:1, соответственно [16, 17].

На рис.1a,b представлены диаграммы направленности решетки 4×1 , излучающей в направлениях 30° от нормали в горизонтальном и вертикальном направлениях линейной решётки.

Результаты расчета и моделирования показали, что при излучении основного луча в направлении 30° от нормали к горизонтальной линейной решётке с

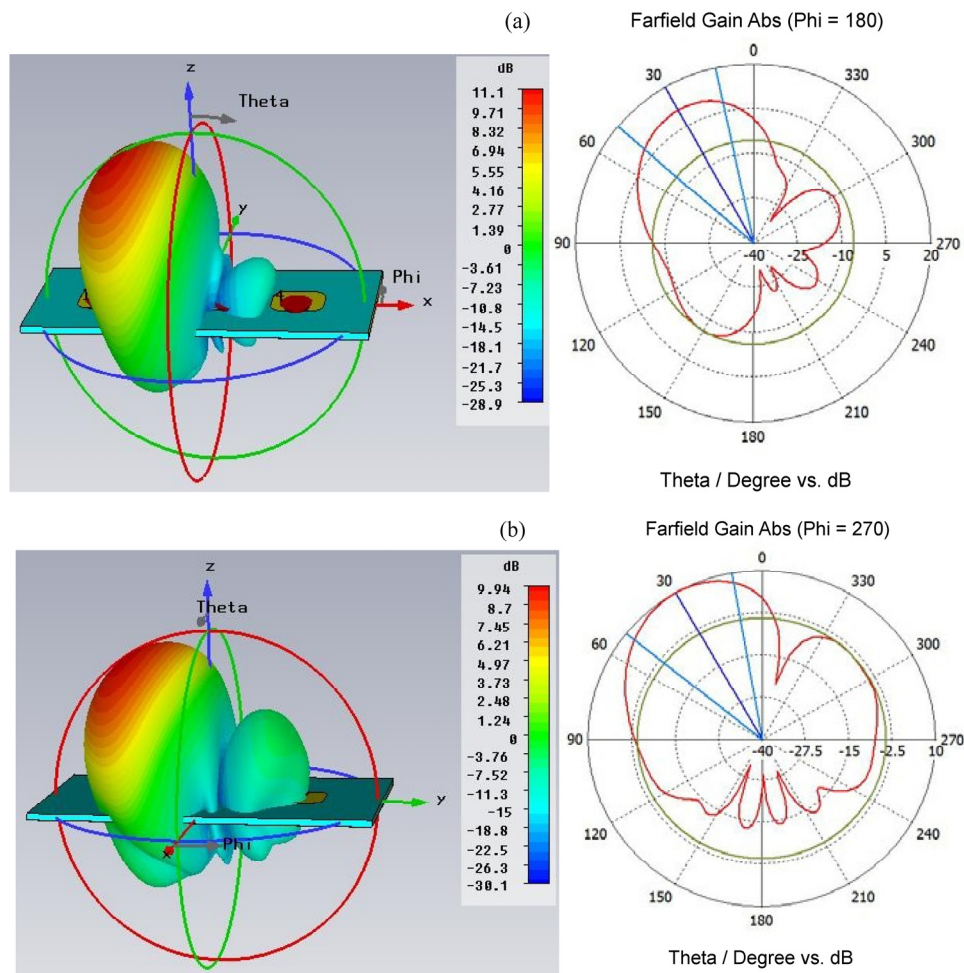


Рис.1. Диаграмма направленности в трехмерном (слева) и двумерном (справа) представлениях (a) горизонтальной и (b) вертикальной линейной решетки 4×1 с чебышевским распределением токов по элементам, излучающей в направлении 30° .

чебышевским распределением токов по элементам боковой лепесток был подавлен до уровня -18 дБ. Чебышевское распределение также позволило уменьшить уровень боковых лепестков. При излучении основного луча в направлении 30° от нормали к вертикальной линейной решётке с чебышевским распределением токов по элементам боковой лепесток был подавлен до уровня -15 дБ.

Результаты расчёта и моделирования в горизонтальном направлении показали, что для линейной решётки с чебышевским распределением токов по элементам в направлении 45° от нормали боковой лепесток был подавлен до уровня -7 дБ, структура диаграммы ухудшалась; в направлении 60° от нормали боковой лепесток серьёзно ухудшался. Поэтому диапазон сканирования горизонтальной линейной решётки должен быть не больше 60° от нормали в применении.

3.4. Сравнение методов

Сравнение трёх методов с оптимизированным уровнем боковых лепестков в направлениях 30° , 45° и 60° от нормали для горизонтальной линейной решётки показало, что чебышевское распределение токов по элементам существенно уменьшило уровень боковых лепестков в диапазоне сканирования до 60° от нормали, в диапазоне от -30° до 30° относительно нормали обеспечило возможность эффективно излучать энергию в заданных направлениях пространства и с уровнем боковых лепестков до -18 дБ.

Результаты расчёта и моделирования в вертикальном направлении показали, что при излучении главного луча вертикальной линейной решётки с чебышевским распределением токов по элементам в направлении от -30° до 30° относительно нормали боковой лепесток был подавлен до уровня -15 дБ; в направлении 45° от нормали боковой лепесток вырос до -9 дБ и это допустимо в применении; в направлении 60° от нормали боковой лепесток вырос до -5 дБ – диапазон сканирования вертикальной линейной решётки не более 60° от нормали как и в горизонтальной решётке. Сравнение трёх методов с оптимизированным уровнем боковых лепестков в направлениях 30° , 45° и 60° для вертикальной линейной решётки показало, что чебышевское распределение токов по элементам существенно уменьшило уровень боковых лепестков в диапазоне сканирования до 60° от нормали, в диапазоне от -30° до 30° относительно нормали обеспечило возможность эффективно излучать энергию в заданных направлениях пространства и с уровнем боковых лепестков до -15 дБ.

Сравнение трёх методов с оптимизированным уровнем боковых лепестков в направлениях излучения (приема) относительно нормали для горизонтальной и вертикальной линейной ФАР показало, что чебышевское распределение токов по элементам существенно уменьшает уровень боковых лепестков в диапазоне сканирования до 60° от нормали, в диапазоне от -30° до 30° относительно

нормали обеспечивает эффективное излучение энергии в заданных направлениях и с минимальным уровнем боковых лепестков.

Чебышевское распределение токов по элементам позволило существенно уменьшить уровень боковых лепестков в диапазоне углов излучения (приема) от -30° до 30° относительно нормали (до -18 дБ и -15 дБ для горизонтальной и вертикальной решеток, соответственно).

Линейная ФАР с чебышевским распределением токов по элементам в горизонтальном и вертикальном направлениях существенно уменьшила боковые лепестки и обеспечила диапазон сканирования лучей. Поэтому чебышевское распределение токов по элементам и расстояние между элементами 0.47λ были выбраны для создания и моделирования плоской ФАР.

Для уменьшения электромагнитной взаимосвязи между элементами антенны и фидерной системой была разработана структура, состоящая из пяти слоев. На верхнем слое размещаются антенные патч-элементы (медь), далее – диэлектрик-1 (Arlon AD255), земля (медь), диэлектрик-2, фидерная система. Размещение антенных элементов и фидерной системы на отдельных слоях позволяет уменьшить электромагнитную взаимосвязь между ними [17].

4. Моделирование плоской микрополосковой ФАР, излучающей до трёх лучей

Количество излучаемых лучей зависит от количества сигналов возбуждения. Для излучения одновременно нескольких независимых лучей была использована суперпозиция сигналов возбуждения. Для формирования двух лучей в моделировании линейной горизонтальной решётки использовалась суперпозиция двух групп сигналов возбуждения. Первая группа сигналов возбуждения со сдвигом фаз $\Delta\alpha$ формировала первый луч, вторая группа сигналов возбуждения с дополнительным сдвигом фаз $\Delta\beta$ формировала второй луч. Амплитудные весовые коэффициенты после суперпозиции двух групп сигналов возбуждения соответствовали чебышевскому распределению 1:3:3:1 [16, 17]. Результаты расчета и моделирования показали, что диаграммы направленности в трёхмерном представлении горизонтальной и вертикальной линейных решеток 4×1 с чебышевским распределением токов по элементам излучают два луча в заданных направлениях относительно нормали.

5. Моделирование многолучевой плоской ФАР 4×4

Была разработана плоская решётка с размерностью 4×4 . Направление излучения (приема) по азимуту (azimuth) и по углу места (elevation) зависят от прогрессивного распределения сдвигов фаз в группе сигналов возбуждения в горизонтальном (по оси x) и в вертикальном (по оси y) направлениях плоскости

ФАР [17]. Весовые коэффициенты в суперпозиции сигналов возбуждения соответствовали чебышевскому распределению в горизонтальном и вертикальном направлениях для уменьшения уровня боковых лепестков.

При моделировании и расчете была использована группа из 16 сигналов возбуждения для формирования одного луча. Сдвиг по фазе в горизонтальном направлении (по оси x) $\Delta\phi_1$ для формирования максимального излучения в направлении азимут = 15° , а сдвиг по фазе в вертикальном направлении (по оси y) составлял $\Delta\phi_2$ для формирования максимального излучения в направлении угол места = -30° . Весовые амплитудные коэффициенты в горизонтальном и вертикальном направлениях соответствовали чебышевскому распределению 1:3:3:1. На рис.2 показана трёхмерная диаграмма направленности в линейном масштабе плоской решётки, излучающей один луч в направлении угол места = -30° , азимут = 15° .

Для формирования одновременно двух лучей использовалась суперпозиция двух групп сигналов возбуждения: первая группа из 16 сигналов возбуждения для формирования луча в направлении угол места = 0° , азимут = -45° , вторая группа из 16 сигналов возбуждения для формирования луча в направлении угол места = -30° , азимут = 15° . Сдвиг по фазе в первой группе по оси x составлял $\Delta\phi_1$ для формирования максимального излучения в направлении азимут = 15° , сдвиг по фазе в направлении оси y отсутствовал ($\Delta\phi_2 = 0$) для формирования максимального излучения в направлении угол места = 0° . Для формирования второго луча в направлении угол места = -30° , азимут = 15° сдвиг по фазе во второй группе из 16 сигналов возбуждения составлял $\Delta\phi_3$ по оси x для формирования максимального излучения в направлении азимут = 15° и $\Delta\phi_4$ по оси y для форми-

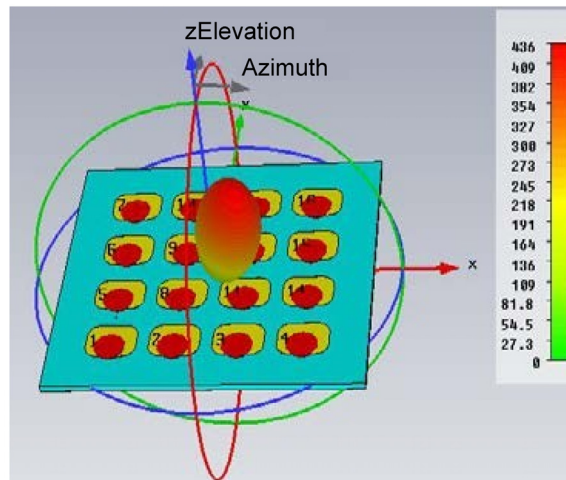


Рис.2. Трёхмерная диаграмма направленности плоской решётки, излучающей один луч в направлении угол места = -30° , азимут = 15° .

рования максимального излучения в направлении угол места = -30° . После суперпозиции групп сигналов возбуждения сигналы взвешивались с коэффициентами 1:3:3:1 в горизонтальном (по оси x) и вертикальном (по оси y) направлениях. На рис.3 показана трёхмерная диаграмма направленности в линейном масштабе плоской решётки, излучающей одновременно два независимых луча в направлениях угол места = 0° , азимут = -45° и угол места = -30° , азимут = 15° .

Для формирования одновременно трех независимых лучей использовалась суперпозиция трех групп сигналов возбуждения, каждая из которых отвечала за формирование определенного луча и состояла из 16 сигналов возбуждения. После суперпозиции групп сигналов возбуждения сигналы взвешивались с чебышевскими коэффициентами 1:3:3:1 в горизонтальном (по оси x) и вертикальном (по оси y) направлениях.

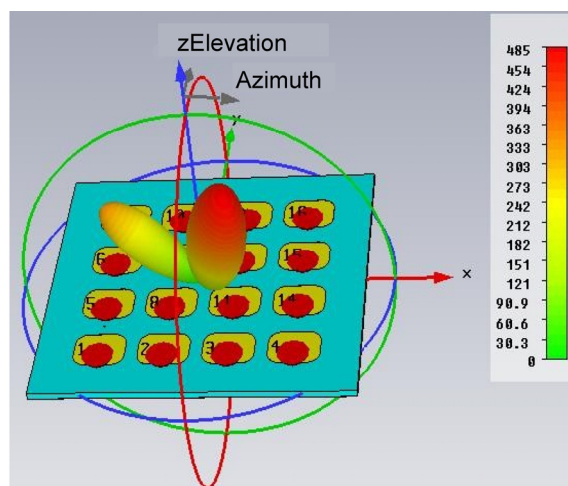


Рис.3. Трёхмерная диаграмма направленности плоской решётки, излучающей одновременно два независимых луча в направлениях угол места = 0° , азимут = -45° и угол места = -30° , азимут = 15° .

Направление излучения (приема) по азимуту (azimuth) и по углу места (elevation) зависит от прогрессивного распределения сдвигов фаз в группе сигналов возбуждения в горизонтальном (по оси x) и в вертикальном (по оси y) направлениях [17]. Весовые коэффициенты в суперпозиции сигналов возбуждения соответствовали чебышевскому распределению в горизонтальном и вертикальном направлениях для уменьшения уровня боковых лепестков [16, 17]. Для формирования лучей использовалась суперпозиция групп сигналов возбуждения, каждая из которых отвечала за формирование определенного луча и состояла из 16 сигналов возбуждения. Трёхмерные диаграммы направленности плоской ФАР, излучающей независимые лучи в заданных направлениях показаны на рис.2 и рис.3.

6. Экспериментальное измерение КСВ и ширины полосы частот разработанной ФАР

Для уменьшения электромагнитной взаимосвязи между излучающими элементами ФАР и фидерами была разработана структура, состоящая из семи слоев. На верхнем слое размещаются антенные элементы и далее: диэлектрик-1 (Arlon AD255 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2.55$ и толщиной 2.032 мм), земля (медь), связующий диэлектрик-2 (FR-4 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 4.34$ и толщиной 0.1 мм), земля (медь), диэлектрик-3 (Rogers 4003 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 3.55$ и толщиной 0.305 мм), фидерные линии (медь). Размещение антенных элементов и фидерной системы на отдельных слоях позволяет уменьшить электромагнитную взаимосвязь между ними [17–19].

На рис.4 приведены результаты экспериментальных измерений коэффициентов отражения по портам и ширины полосы частот разработанной ФАР с помощью векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA-40. Результаты измерения показали, что элемент ФАР работает на центральной частоте 7.1 ГГц, что несколько выше, чем значения при моделировании, относительная полоса частот по уровню -10 дБ до 8.5%. Каждый элемент ФАР обеспечил удовлетворительное значение усиления до 8 дБ в удалённом поле.

Для построения элемента ФАР были выбраны материал Arlon AD255 (с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2.55$ и толщиной 2.032) и патч-элемент в форме квадрата со скруглёнными углами. Оптимизированный элемент обеспечивает наибольшую относительную ширину полосы частот около 9% на центральной частоте 7 ГГц по уровню КСВ 2.0. Максимальное уменьшение уровня боковых лепестков диаграммы направленности плоской ФАР до -18 дБ на рабочей частоте 7 ГГц. Разработана плоская ФАР с размерностью 4×4 , обеспечившая

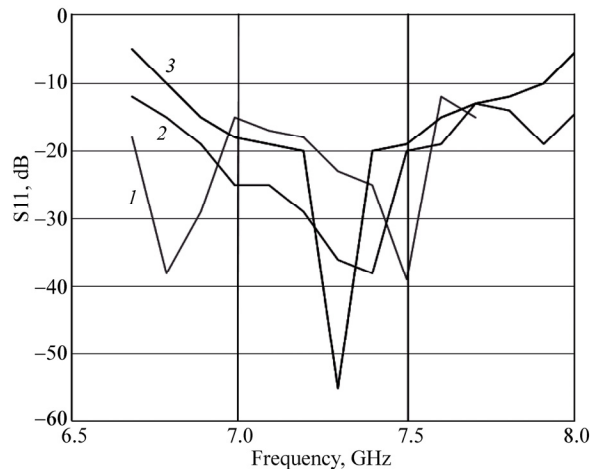


Рис.4. Коэффициенты отражения по портам (S_{11}) и полосы частот ФАР с размерностью 4×4 .

излучение одновременно нескольких независимых лучей в заданных направлениях пространства удаленного поля. Экспериментально измеренная ширина полосы частот ФАР была несколько меньше, а центральная частота на ~2% выше, чем значения, полученные при моделировании, что можно объяснить погрешностями при изготовлении опытного образца.

7. Заключение

Выбран элемент для построения антенных решеток, обеспечивающий широкую относительную полосу частот, что позволяет повысить пропускную способность радиоканалов беспроводной связи. Для цифровых многолучевых ФАР целесообразно использовать чебышевское распределение токов по элементам для подавления боковых лепестков, что позволяет получить большее количество лучей. На практике многолучевая ФАР позволит увеличить количество абонентов для многопользовательских систем, а также увеличить энергетическую эффективность при связи точка–точка за счет передачи по множественным пространственным траекториям. Цифровая схема формирования многолучевой диаграммы направленности обеспечивает динамическое высокоскоростное изменение лучевой структуры во времени при отсутствии механического вращения.

Относительная полоса частот увеличивалась с ростом толщины диэлектрической подложки и уменьшалась с ростом величины диэлектрической проницаемости. Наибольшую полосу обеспечивает элемент в форме квадрата со скруглёнными углами. Чебышевское распределение токов по элементам при расстоянии между элементами ФАР 0.47λ максимально подавляло уровень боковых лепестков и дифракции до –18дБ. Количество независимых лучей ФАР зависит от количества суперпозиций группы сигналов возбуждения на входных портах ФАР. Распределение сдвига фазы каждой группы сигналов возбуждения в горизонтальном и вертикальном направлениях в плоскости ФАР (по осям x и y) определяло направление излучения данного луча. Ширина полосы частот разработанной ФАР обеспечивала передачу (прием) энергии для системы связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. **M.A. Jensen, J.W. Wallace.** IEEE Trans. Antennas Propag., **52**, 2810 (2004).
2. **J.B. Andersen.** IEEE J. Select Areas Commun., **18**, 2172 (2000).
3. **J.W. Wallace, M.A. Jensen, A.L. Swindlehurst, B.D. Jeffs.** IEEE Trans. Wireless Commun., **2**, 335 (2003).
4. **A.F. Molisch, M.Z. Win.** IEEE Microwave Magazine, 47 (2004).
5. **L. Zheng, D. Tse.** IEEE Trans. Inf. Theory, **49**, 1073 (2003).
6. **M. Lienard, P. Degauque, J. Baudet, D. Degardin.** IEEE J. Select Areas Commun., **21**, 332 (2003).

7. **J. Zhang, Z. Zheng, Y. Zhang, J. Xi, X. Zhao, G. Gui.** IEEE Commun. Magazine, **56**, 62 (2018).
8. **M.M. Lodro, N. Majeed, A.A. Khuwaja, A.H. Sodhro, S. Greedy.** Int. Conf. Computing, Mathematics and Engineering Technologies, 1 (2018).
9. **S.F. Jilani, A. Alomainy.** IET Microwav., Antennas & Propag. **12**, 672 (2018).
10. **Б.М. Петров.** Электродинамика и распространение радиоволн. Горячая линия-Телеком, Москва, 2007.
11. **Б. Скляр.** Цифровая связь. Издательский дом Вильямс, Москва, 2003.
12. **В.И. Слюсар.** Электроника: НТБ, **3**, 42 (2001).
13. **В.И. Слюсар.** Сети и телекоммуникации, **5**, 54 (2002).
14. **К.А. Гениатулин, В.И. Носов.** Вестник СибГУТИ, **4**, 11 (2009).
15. **P.N. Zakharov, R.A. Dudov, E.V. Mikhailov, A.F. Korolev, A.P. Sukhorukov.** Loughbor. Antennas & Propag. Conf. (LAPC), 369 (2009).
16. **О.Г. Вендик, М.Д. Парнес.** Антенны с электронным движением луча. Радио и связь, Москва, 2001.
17. **Л. Гомин, П.Н. Захаров, А.П. Сухоруков.** ВМУ. Серия 3. Физика. Астрономия, **6**, 3 (2013).
18. **A.J. Fenn, D.H. Temme, W.P. Delaney, W.E. Courtney.** Lincoln Lab. J., **12**, 320 (2000).
19. **A.S. Daryoush.** IEEE Radio and Wireless Symposium, **1**, 831 (2008).

THEORETICAL ANALYSIS AND EXPERIMENTAL MEASUREMENT OF DIGITAL MULTI-BEAM PHASED ANTENNA ARRAY IN THE C-RANGE

L. GUOMING, P.N. ZAKHAROV, A.F. KOROLEV

The choice of element for constructing a phased antenna array (PAA) providing a relative frequency bandwidth up to 9% for the transmission or reception of wireless communication system information was carried out. There are three methods to suppress of side lobes and diffraction of PAA in the radiation far field. Superposition of excitation signals of a flat PAA for simultaneous emission of several independent beams in a radiation far field was used. Calculation and optimization of progressive distribution of phase shifts in the excitation signal group in the horizontal and vertical directions in the plane of PAA for radiation (reception) of independent beams in spherical coordinates (azimuth and elevation) in space was performed. An experimental sample of a phased antenna array was developed using microstrip technology, which forms several beams in a radiation far field. An experimental measurement of the voltage standing wave ratio and relative frequency bandwidth of the sample developed by phased array microstrip and printing technology was carried out.