УДК 537.86

Моделирование и сравнительный анализ структур, улучшающих антенную развязку в антенных решётках технологии MIMO

В.Е. Кутепов * [1], И.В. Пешков [1]

[1] *ФГБОУ ВО Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина, Елец, Россия*

Статья поступила в редакцию 28.12.2024
Одобрена после рецензирования 28.01.2025
Принята к публикации 28.02.2025

Аннотация

В данной статье проведен комплексный анализ уменьшения взаимной связи излучающих элементов антенных решёток (АР) MIMO при использовании структур проводников с электромагнитной запрещённой зоной, представленных в виде сочетания одноплоскостной свастично-гребенчатой и спирально-меандровой, а также отдельной грибовидно-крестовой структуры и структуры деформированного заземления с L-образными заглушками. Разработаны модели трёх антенных решёток, рассчитаны и проанализированы передающие характеристики получившихся моделей, проведён сравнительный анализ с целью определения эффективности рассматриваемых антенных систем, выявления их преимуществ и недостатков, определения оптимального использования и возможностей практического применения в локальных беспроводных сетях, а также особенностей частотных характеристик рассматриваемых структур и условий проектирования их архитектуры в рамках внедрения в конструкцию антенных решёток MIMO. С применением разработанных моделей исследованы частотные зависимости коэффициентов передачи мощности, коэффициентов усиления (DG) АР, коэффициентов корреляции огибающих антенных решёток (ECC), коэффициентов полезного действия антенны (MEG), общих активных коэффициентов отражения (TARC) для каждой структуры уменьшения взаимной связи, а также потерь пропускной способности канала (CCL). По итогам предварительных расчётов, проведённого моделирования и обработки результатов продемонстрирована возможность существенного уменьшения взаимной связи элементов антенных решёток с учётом индивидуальных особенностей каждой рассматриваемой структуры.

Ключевые слова: MIMO, DGS, EBG, индуктивность, ёмкость, ECC, MEG, TARC, CCL

EDN RGVOEJ

doi:10.24412/2949-0553-2025-115-19-32

Введение

В настоящий момент времени в сфере беспроводной связи применяются антенные решётки с пространственным кодированием, носящим название MIMO (Multiple Input – Multiple Output), обладающие рядом преимуществ: увеличение пропускной полосы канала при помощи системы из нескольких антенн, осуществляющих приём и передачу сигналов; простота реализации; компактность размеров антенной решётки; увеличение скорости передачи данных и т.д.

Наводки, возникающие между антенными элементами, повышающие корреляцию сигналов в таких системах, должны быть минимальными, поэтому поиск технических решений, снижающих взаимное влияние антенных элементов, остается актуальной тематикой работ многих исследователей и разработчиков радиосистем.

При сильной взаимной связи в антенной решётке появляются значительные искажения в характеристиках приёмо-передающего тракта антенной решётки MIMO.

Электромагнитная связь между излучающими элементами в антенных системах обуславливается взаимным влиянием излучателей вследствие возбуждения поверхностных волн, а также взаимодействием

*Автор, ответственный за переписку: Владислав Евгеньевич Кутепов, schtuzer88@gmail.com

излучающих элементов посредством их ближних полей. Поэтому при уменьшении расстояния между антеннами необходимо принимать дополнительные меры для обеспечения низкого взаимного влияния излучающих элементов решётки MIMO.

Наибольшую популярность в решении данной проблемы в последних исследованиях и разработках получили следующие методы: применение метаматериалов (материалы антенн разрабатываются с использованием новых структур для получения определённых физических свойств) [21], [19], эффективной структуры заземления [15] и диэлектрических резонаторов различных форм (радиоволны проникают внутрь материала резонатора со стороны элементов конструкции передатчика и отражаются назад и вперед между стенками резонатора, образуя стоячие волны) [18], [1]. А также одноплоскостных структур электромагнитной запрещенной зоны (EBG) [1, 2, 11, 20, 21], структур с деформированным заземлением (DGS) [7] и кольцевых резонаторов с разрезом (SRR), являющихся искусственно созданными структурами, назначение которых заключается в обеспечении желаемой магнитной проницаемости [22]. В некоторых случаях также применяются развязывающие сети (частично или полностью изолирующие один канал (плечо) линии передачи от другого) [18] и паразитные элементы (проводящие элементы, обычно представленные в виде электрически не соединённых металлических стержней, вносящих изменения в диаграмму направленности радиоволн, излучаемых управляемым элементом, обеспечивая их сонаправленность и увеличивая коэффициент усиления антенны) [19] и т.д. Несмотря на многообразие методов антенной развязки, необходимо учитывать габариты структур, диапазоны частот, в которых необходимо уменьшить взаимное влияние, а также материалы выбираемых подложек, чтобы обеспечить эффективность работы внедряемых структур и, следовательно, антенной решётки.

Низкая стоимость производства и простота в реализации сделали компактные одноплоскостные структуры с электромагнитной запрещенной зоной и структуры с деформированным заземлением одними из лучших для уменьшения взаимной связи в MIMO-антеннах.

При использовании DGS достигаются значительно меньшие физические размеры антенных систем, но при этом увеличивается влияние отражённых волн. Поэтому чаще всего от применения таких структур отказываются. Например, при внедрении структур EBG грибовидного типа [3] становится возможным компенсировать подобные отклонения в диаграмме направленности, но при этом становится необходимой реализация переходных отверстий (сквозные отверстия с покрытием). Что, в свою очередь, негативно сказывается на работе антенной системы, приводя к возникновению электрических потерь и усложнению конструкции антенной решётки.

Вышеприведённые недостатки можно нивелировать за счет проектирования структуры без реализации переходных отверстий и использования одноплоскостного компактного EBG (UC-EBG) [6, 8, 22]. В большинстве представленных на данный момент работ показано уменьшение взаимного влияния либо в плоскости E (горизонтальная), либо в плоскости H (вертикальная) [17]. Лишь немногие структуры продемонстрировали уменьшение в обеих плоскостях.

Но при этом архитектура EBG обладает большими размерами по сравнению с DGS и характеризуется значительным усложнением структур. Применение технологии структур с деформированным заземлением является наиболее простым с точки зрения архитектуры в рамках актуальных методов уменьшения взаимной связи. При разработке и проектировании структур с деформированным заземлением создаётся определённое количество прорезей в поверхности заземления АР, что приводит к усилению антенной развязки между соседними излучателями в антенных системах.

В данной статье построены модели и проведён анализ на их основе посредством использования программной среды CST Studios для нескольких структур: сочетание одноплоскостной компактной электромагнитной полосы пропускания в виде спирально-меандровой линии (SMLUC-EBG) для уменьшения взаимной связи близко расположенных копланарных излучающих микрополосковых антенн в E-плоскости и новой однопланарной компактной свастично-гребенчатой структуры EBG в поверхности заземления с применением металлической полосовой линии для уменьшения взаимного влияния в H-плоскости, а также структуру DGS с L-образными заглушками и грибовидно-крестовую структуру EBG.

На основе результатов моделирования и последующего анализа сделаны выводы об эффективности приведённых в статье структур, их преимуществах и недостатках, а также оптимальном применении в ходе практической реализации.

Моделирование антенной решётки с внедрением спирально-меандровой и свастично-гребенчатой структур EBG

Модель каждой элементарной ячейки данной структуры EBG спроектирована в виде сочетания свастики и четырёх структур квадратной гребенчатой формы с поворотом, равным 90° относительно друг друга.

В основе антенной решётки лежит подложка FR4 со значением диэлектрической проницаемости 4,4 и высотой 1,6 мм, для построения каждой элементарной ячейки используется площадь 6,8 × 6,8 мм^2, что является достаточно компактной структурой с электромагнитной запрещённой зоной, внедрённой в антенную решётку MIMO (Рисунок 1).

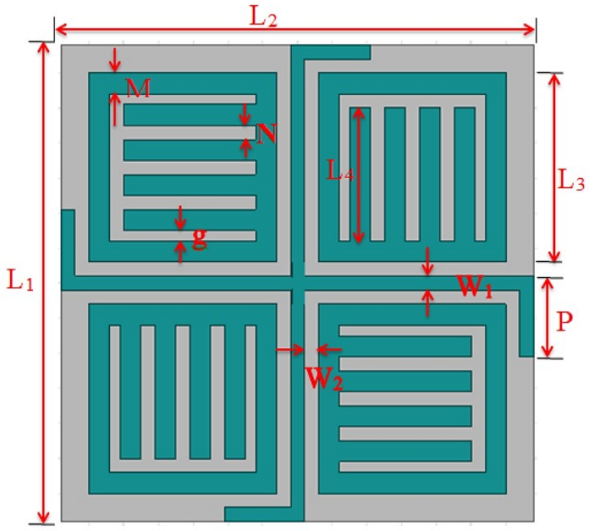


Рисунок 1 – Элементарная ячейка свастично-гребенчатой EBG с размерностями (см. Таблицу 1)

Таблица 1 – Размеры построения элементарной ячейки свастично-гребенчатой структуры EBG

L1	L2	L3	L4	M	N	P	W1	W2	g
6,8 мм	6,8 мм	2,7 мм	1,9 мм	0,3 мм	0,25 мм	1,15 мм	0,2 мм	0,2 мм	0,15 мм

В результате построения данной структуры задаются параметры индуктивностей, обусловленные каждой квадратной гребневидной структурой и свастичной структурой в центре, а также параметры индуцированных ёмкостей между землёй и каждой квадратной гребневидной структурой, между каждой квадратной гребневидной, свастичной структурами и заземлением.

На подложке FR4 создаётся линия передачи с сопротивлением, равным 50 Ом, и шириной, равной 3 мм, далее рассматриваемая структура EBG вытравливается в поверхности заземления. Изменения длины и размеров линий вносят изменения и в частотные показатели, так регулировка длины на плече свастичной структуры от 0,5 до 1,5 мм приводит к изменению частоты резонанса от 6,3 ГГц до 5,7 ГГц.

Строение модульной структуры элементарной ячейки спирально-меандровой линии структуры EBG, которая располагается на верхней части MIMO-антенной решётки, представлена на рисунке 3.

Данная элементарная ячейка имеет компактные размеры (6 мм × 6 мм), из которых задействуется площадь 5,8 мм × 5,8 мм непосредственно для размещения спирально-меандровой структуры в центре между близко расположенными излучателями.

Ширина линий и зазоров между линиями составляет 0,2 мм. Длина линий оптимизирована с целью достижения желаемой низкой взаимной связи излучателей.

Тонкие линии EBG (Рисунок 4) образуют индуктивности и ёмкости, составляя LC колебательный контур, что, в свою очередь, обеспечивает зависимость сдвига частоты от эквивалентных значений емкостей и катушек индуктивности.

MIMO-антенная решётка включает в себя четыре патч-антенны с зазорами между краями друг друга, равными 7,86 мм, что соответствует 0,15 длины волны и расстоянием 0,45 длины волны между центральными точками излучателей для частоты 5.8 ГГц.

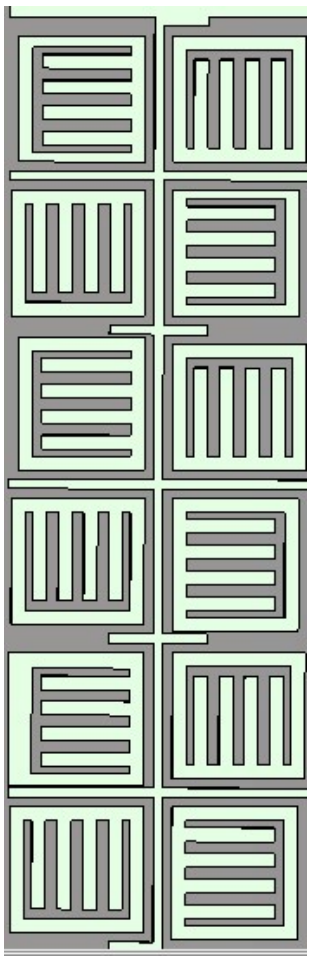


Рисунок 2 – Свастично-гребенчатая структура EBG в поверхности заземления с размерами 3×1 ячеек

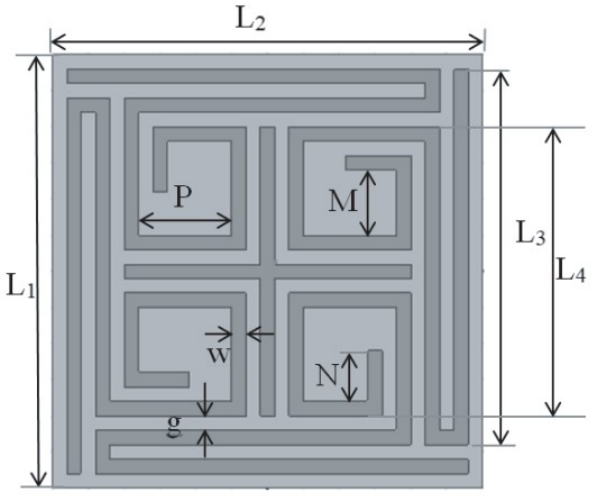


Рисунок 3 – Элементарная ячейка E-SMLUC-EBG с размерностями (см. Таблица 2)

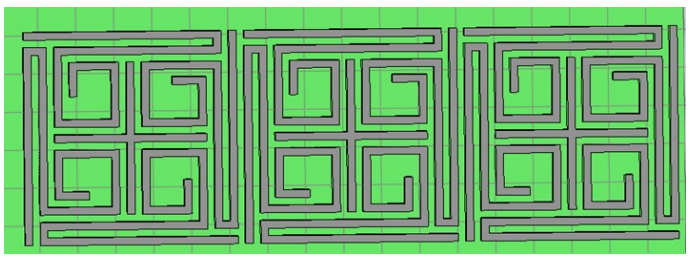


Рисунок 4 – Спирально-меандровые структуры размерами 3×1 ячеек на поверхности АР между излучателями

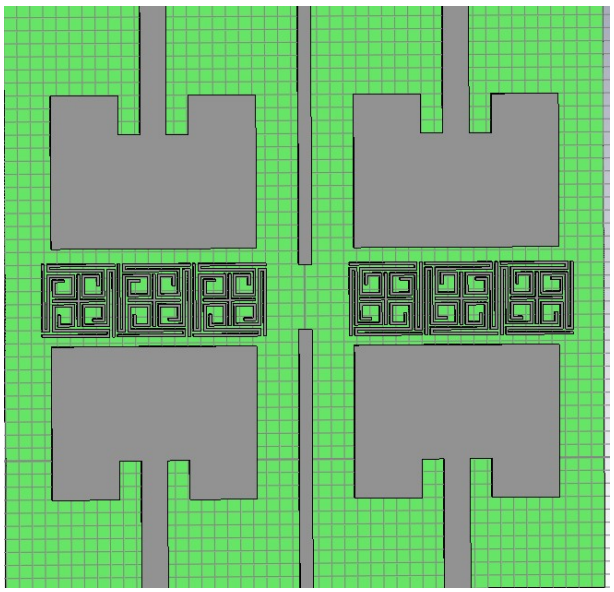


Рисунок 5 – Микрополосковая патч-антенная MIMO решётка со структурами свастично-гребенчатой EBG в поверхности заземления, линейной металлической полосой проводника и спирально-меандровой структурой EBG в поверхности излучателей AP

Электромагнитное поле в данной решётке передаётся с помощью неизлучающих краёв. Элементарные ячейки свастично-гребенчатой структуры вытравлены в поверхности заземления (с нижней стороны антенны) между неизлучающими краями (Рисунок 6).

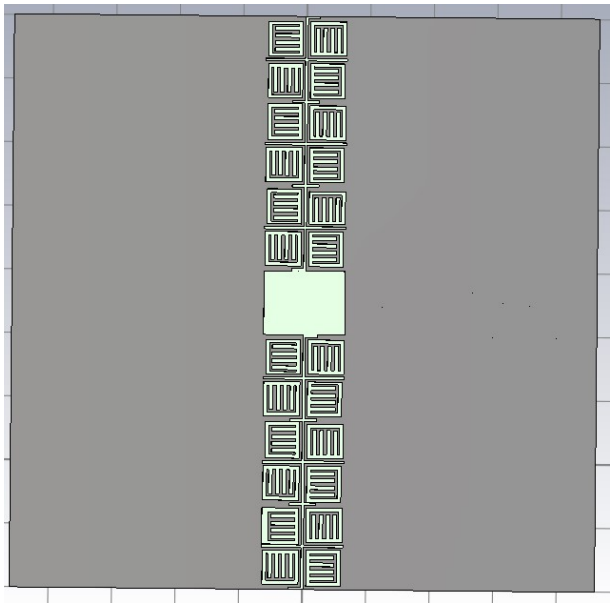
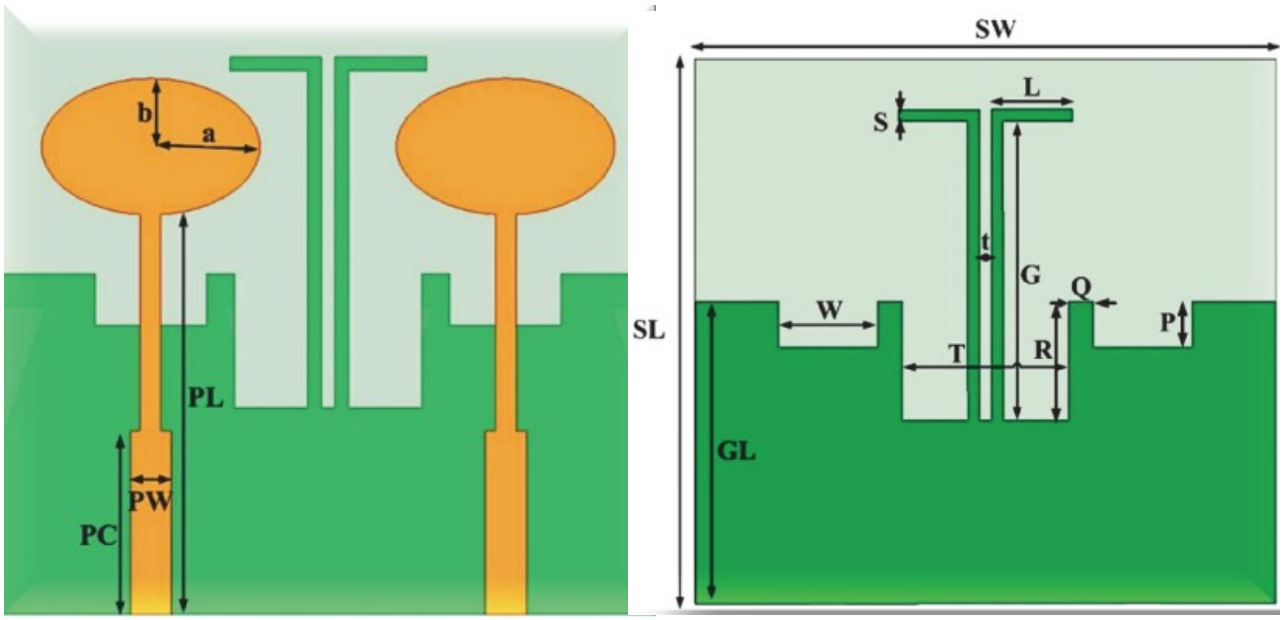


Рисунок 6 – Структура EBG в поверхности заземления антенной решётки (вид снизу)

Моделирование антенной решётки с излучателями эллиптической формы с внедрением структуры DGS

За основу моделирования DGS для данной антенной решётки выбран принцип работы, аналогичный резонансному индукционно-ёмкостному (LC) контуру, формирующему полосу заграждения. Формирование модели проводится в ходе двух этапов, как показано на рисунке 1. Сформированная полоса заграждения используется для подавления поверхностных волн, распространяющихся между близко расположенными излучающими элементами.

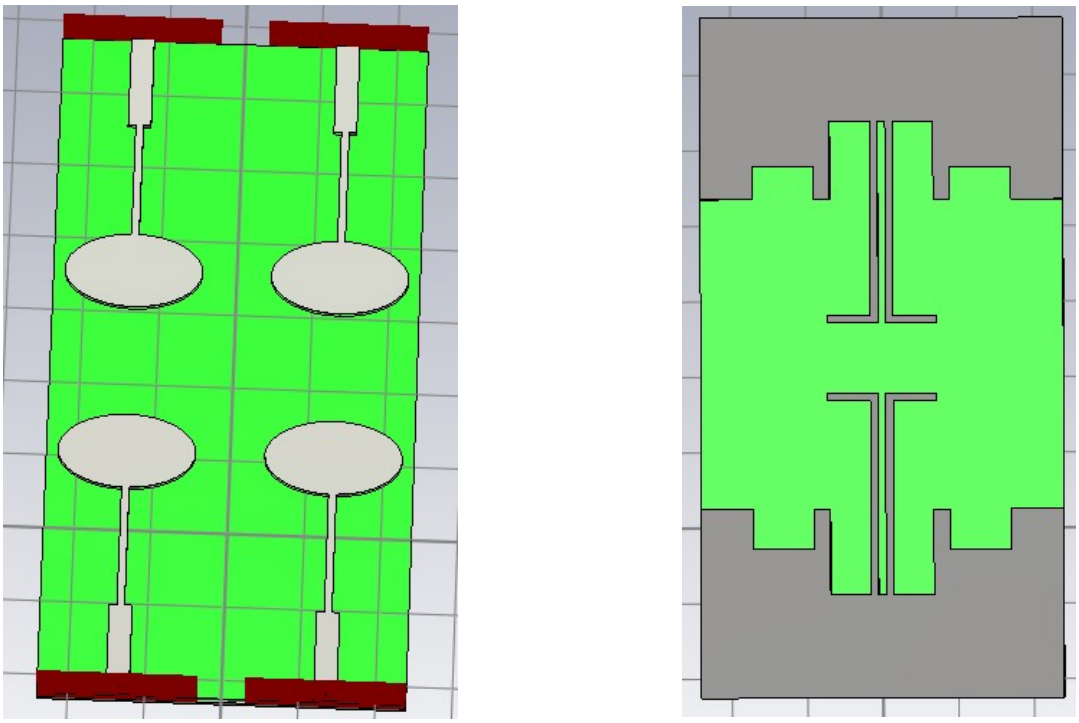
На первом этапе на подложке вытравливаются два эллиптических излучающих элемента, как показано на рис. 7(а). Вторая стадия процесса представлена на рис. 7(б), в ходе которой в поверхности



(а) (б)

Рисунок 7 – Этапы моделирования антенной решётки
а) поверхность антенны (вид сверху)
б) поверхность заземления с DGS

заземления АР вытравливаются три прямоугольные прорези, а также две L-образные заглушки, уменьшающие взаимную связь и обеспечивающие стабильность работы конструкции в предлагаемой компоновке на основе принципа действия заглушки-изолятора. В данной работе представлена антенная решётка в размерах 2 × 2 излучающих элементов.



(а) (б)

Рисунок 8 – Вид микрополосковой антенной решётки а) сверху б) снизу

Данная антенная решётка выполнена на недорогой подложке FR-4 толщиной 1,6 мм, обладающей тангенсом угла потерь (δ) = 0,025, и диэлектрической проницаемостью (θr) = 4,3.

Задаваемые параметры моделирования антенных элементов АР и структуры с деформированным заземлением и L-образными заглушками представлены в таблице 2.

Таблица 2 – Размеры построения структуры с деформированным заземлением и L-образными заглушками

SW	SL	GL	W	P	S	T	R	Q	G	L	PW	PL	PC	b	a
48 мм	45 мм	25 мм	8,15 мм	5,3 мм	7 мм	13,7 мм	11,3 мм	2,1 мм	24,65 мм	6,7 мм	3 мм	31,1 мм	15,25 мм	5 мм	9 мм

Моделирование антенной решётки с внедрением грибовидно-крестовой структуры EBG

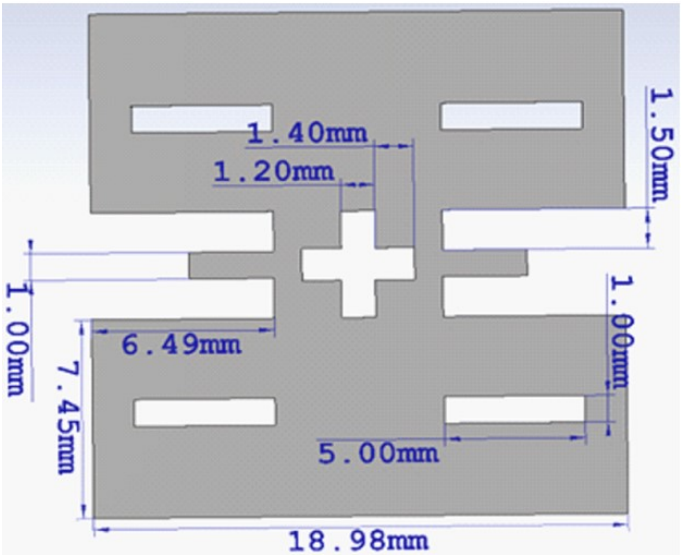


Рисунок 9 – Элементарная ячейка грибовидно-крестовой структуры EBG (с размерностями)

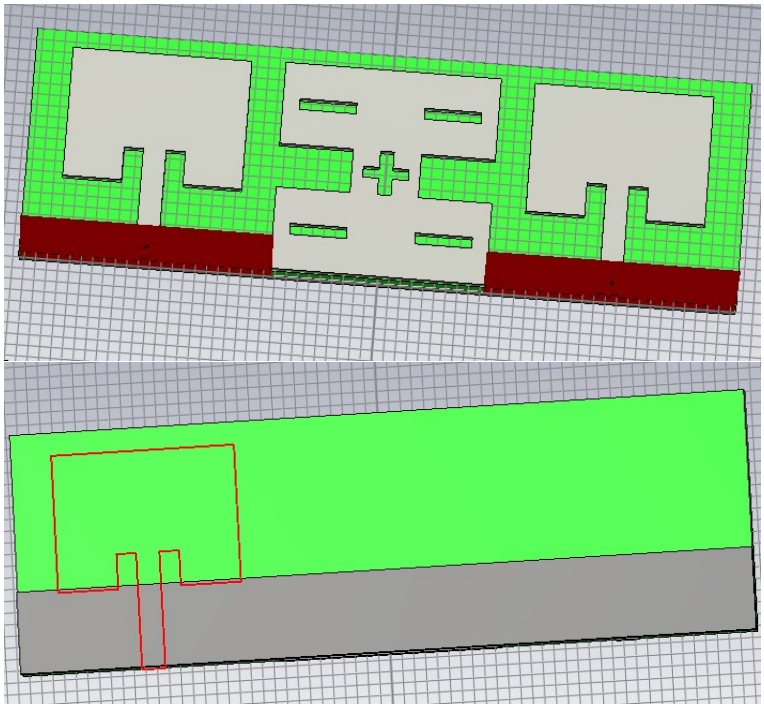


Рисунок 10 – Вид антенной решётки с грибовидно-крестовой структурой EBG (сверху) и частичным заземлением (снизу)

В данном подразделе проводится моделирование одноплоскостной компактной элементарной ячейки EBG, предназначенной для создания полосы заграждения. Представленная антенная решётка содержит следующие элементы: структура EBG, расположенная сверху между излучающими элементами (рисунок 9), и две прямоугольные патч-антенны, а также частичное заземление в соответствующей

поверхности антенной решётки (рисунок 10). В качестве подложки выступает также дешёвая подложка FR4. Данная антенная решётка выполнена в конфигурации элементов 2 × 1, так как для плоских антенных решёток это оптимальное применение данной структуры EBG, при необходимости внесения большего количества излучающих элементов для данной структуры оптимальным является проектирование круглой антенной решётки.

Анализ характеристик рассматриваемых структур улучшения антенной развязки

По завершению этапов моделирования антенных решёток с внедрением структур, способствующих улучшению антенной развязки между излучающими элементами, проведена качественная и количественная оценка характеристик: коэффициентов передачи мощности (S21), коэффициентов усиления антенных решёток (DG), коэффициентов корреляции огибающих антенных решёток (ECC), их сравнение и последующий анализ. Также для более подробного анализа вычисляются коэффициент полезного действия антенной системы (MEG), общий активный коэффициент отражения (TARC) и потеря пропускной способности канала (CCL).

Так, по графику коэффициентов передачи мощности (параметр S_{21}), приведённому ниже, мы видим эффективность применения вышеприведённых структур в полосе пропускания от 2 ГГц до 6 ГГц.

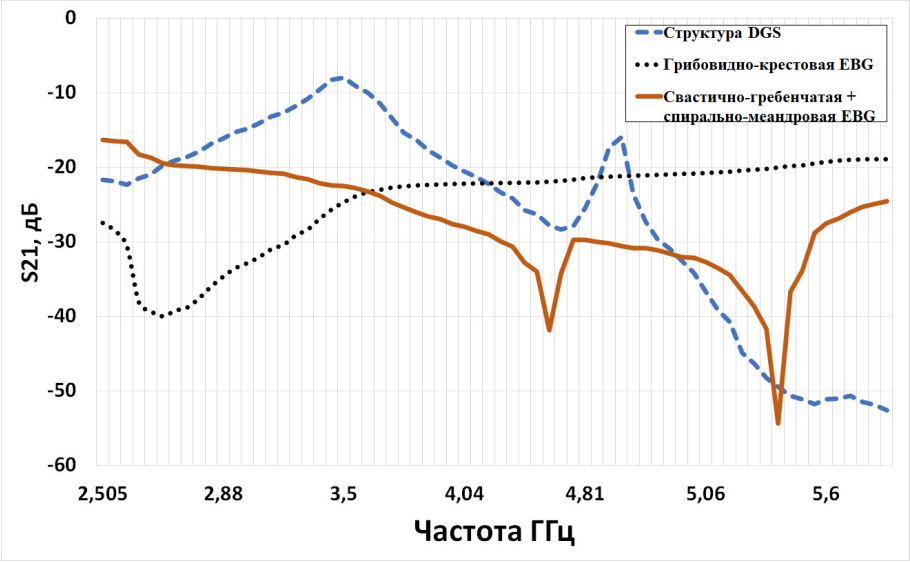


Рисунок 11 – Графики частотных зависимостей коэффициентов передачи мощности (S21) антенных решёток с внедрением вышеприведённых структур

Как можно заметить из приведённого выше графика, лучший результат достигается моделью в виде сочетания свастично-гребенчатой и спирально-меандровых структур (оранжевый график), обеспечивая хорошую антенную развязку (≥ -20 дБ) практически на всей ширине полосы пропускания, достигая пикового значения -54,4 дБ на частоте 5,3 ГГц, но при этом обеспечивает достаточно слабую развязку (от -16,49 дБ до -19,49 дБ) в диапазоне частот от 2 ГГц до 2,4 ГГц. Кардинально противоположный результат представлен графиком антенной решётки с грибовидно-крестовой структурой EBG (серый график), демонстрирующей заметное снижение взаимного влияния излучателей (от -22,08 дБ до -40,4 дБ) в диапазоне частот от 2 ГГц до 4,45 ГГц. Антенная решётка с эллиптическими излучателями и структурой DGS (синий график) демонстрирует худший результат (от -8 дБ до -18,37 дБ) в диапазоне частот от 2,65 ГГц до 4,01 ГГц, но при этом обеспечивает сильную изолированность излучающих элементов начиная с частоты, равной 5 ГГц.

Коэффициент усиления является еще одним параметром, используемым для количественной оценки антенной развязки.

Как можно понять из графика (рисунок 12), антенная решётка с внедрением сочетания свастично-гребенчатой и спирально-меандровой структур EBG (оранжевый график) и антенной решётки с грибовидно-крестовой структуры EBG (серый график) достигают практически идеальных показателей (9,95-9,99, где 10 – идеальный показатель) на всей ширине диапазона частот, но в антенной решётке с сочетанием свастично-гребенчатой и спирально-меандровой структур EBG (оранжевый график)

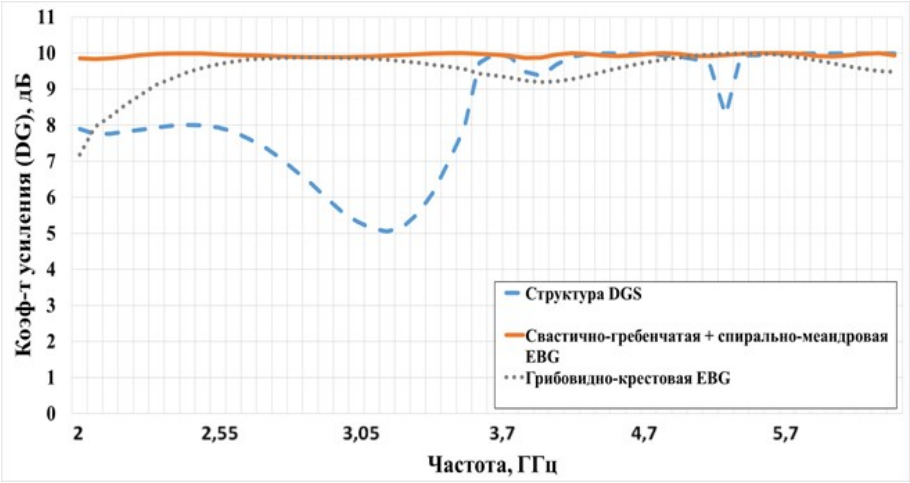


Рисунок 12 – Графики частотных зависимостей коэффициентов усиления (DG) антенных решёток с внедрением вышеприведённых структур

показатель не опускается ниже 9,936 на протяжении всего диапазона от 2 до 6 ГГц. В то время как коэффициент антенной решётки с грибовидно-крестовой структурой EBG (серый график) опускается до показателей от 7,18 до 8,6 дБи в диапазоне частот до 2 ГГц до 2,35 ГГц и приблизительно до 9,12 дБи на отрезке частот от 3,3 ГГц до 4,2 ГГц. В случае с антенной решёткой с внедрённой структурой DGS и L-образных заглушек (синий график), как и в случае с коэффициентом передачи мощности, получен худший результат (от 5,05 до 7,91) в полосе частот от 2 ГГц до 3,9 ГГц с улучшением показателей (от 8,27 до 9,99) в диапазоне частот от 4 ГГц до 6 ГГц.

Коэффициент усиления определяет степень улучшения, полученного с помощью АР технологии MIMO по сравнению с системами SISO (single input – single output). Его также можно рассчитать в соответствии с формулой (1). Максимальное усиление разнесения составляет 10 при объединении с максимальным коэффициентом, а e_p – коэффициент уменьшения усиления разнесения, обусловленный корреляцией между сигналами на двух антеннах:

$$DG = 10 \times e_p = 10 \times \sqrt{(1 - |0,99\rho_{i,j}|)^2}. \quad (1)$$

При моделировании и проектировании двух и более излучающих элементов в компоновке антенной решётки необходимо количественно оценить степень корреляции огибающих их соответствующих сигналов с помощью коэффициента корреляции антенной решётки (ECC). В дополнение к взаимодействию между излучателями антенной решётки и взаимной связи между ними рассеяние в окружающей среде и отражение от окружающих объектов способствуют повышению ECC.

Для получения более точных показателей ECC антенной решётки MIMO их следует оценивать на основе полей излучения, приведенных в [14]. В идеальном случае значение ECC должно стремиться к нулю, но в практической реализации значение ECC ниже 0,5 считается достаточным для получения результатов, удовлетворяющих требованиям к антенным системам. При достижении значений 0,7 и выше антенная решётка считается неработоспособной.

На рисунке 13 представлены графики ECC рассматриваемых антенных решёток.

При детальном рассмотрении заметно, что в антенной решётке с сочетанием свастично-гребенчатой и спирально-меандровой структур EBG (оранжевый график) пиковое значение равно приблизительно 0,315 на частоте 2,14 ГГц, на протяжении же оставшегося диапазона частот от 2.15 ГГц до 6 ГГц коэффициент корреляции не превышает 0,018 по шкале Чеддока, что можно считать показателем, приближённым к идеалу. При рассмотрении графика антенной решётки с грибовидно-крестовой структурой EBG (серый график) отмечено, что данная структура обладает достойным ECC, показатели которого варьируются в пределах от 0,003 до 0,48, в случае же с антенной решёткой с внедрённой DGS и L-образными заглушками (синий график) мы видим, что данная антенная решётка неработоспособна в диапазоне частот от 2,8 ГГц до 3,2 ГГц, но в диапазоне частот от 3,3 ГГц до 6 ГГц достигает удовлетворительных показателей от 0,37 до 0,003.

Также коэффициент корреляции можно рассчитать по формуле (2) [11], представленной ниже:

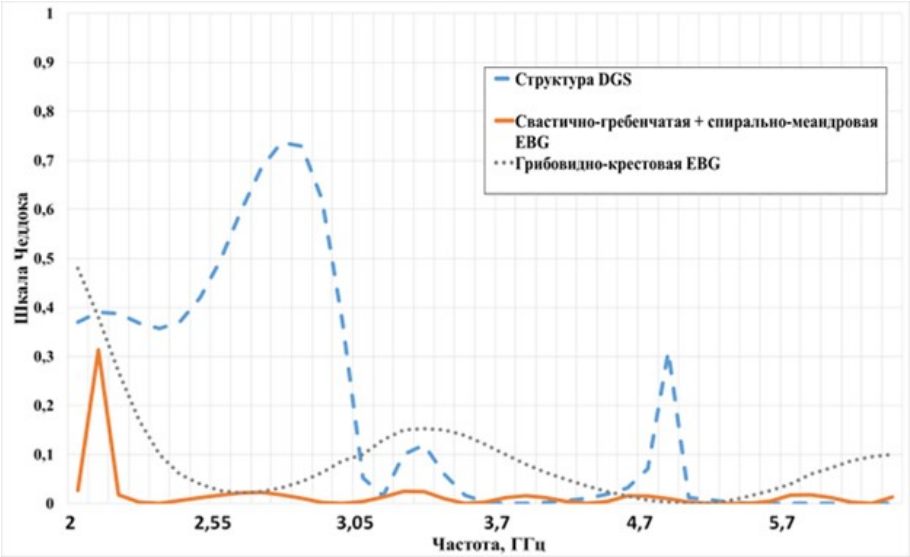


Рисунок 13 – Графики зависимостей коэффициентов корреляции огибающих антенных решёток (ECC) с внедрением вышеприведённых структур с учётом эффективности излучения элементов антенны

$$\rho_e\left(i,j,N\right)=\frac{\left|\sum_{n=1}^{N}s_{i,n}^{*}s_{n,j}\right|^2}{\Pi_{k=(i,j)}\left[1-\sum_{n=1}^{N}s_{i,n}^{*}s_{n,k}\right]}. \tag{2}$$

Здесь i и j – номера антенных элементов (излучателей), а N – общее количество рассматриваемых антенн. Подход к расчету ECC через S-параметры повышает надёжность получения точных данных, для чего также необходимо учитывать эффективность излучения антенных элементов, как показано в формуле (3) [17]:

$$\rho_{i,j.\max}=\frac{-\sum_{n=1}^{N}s_{ni}^{*}s_{nj}}{\sqrt{\left(1-\sum_{n=1}^{N}\left|s_{ni}\right|^2\right)\left(1-\sum_{n=1}^{N}\left|s_{nj}\right|^2\right)\eta_{rad.i}\eta_{rad.j}}}+\sqrt{\left(\frac{1}{\eta_{rad.i}}-1\right)\left(\frac{1}{\eta_{rad.i}}-1\right)}, \tag{3}$$

где $\eta_{rad.i}$ и $\eta_{rad.j}$ – коэффициенты полезного действия излучения i-го и j-го излучающих элементов антенной решётки MIMO. Но в случае рассмотрения антенных решёток с более низкими коэффициентами полезного действия вышеприведенная формула приводит к более высоким значениям.

ECC антенны MIMO также может быть рассчитан с использованием уравнения, основанного на диаграммах направленности антенн в дальнем поле. Корреляция огибающей ρ_{ij} позволяет сравнить, как диаграмма направленности i-го антенного элемента системы MIMO коррелирует с диаграммой j-го антенного элемента. Расчёт ECC на основе коэффициентов корреляции, полученных из S-параметров, приводит к незначительным значениям. Вычисление ECC через S-параметры демонстрирует значение изолированности порта, которое является приемлемым для узкополосных антенн. Тем не менее, в отношении широкополосных антенн данный подход приводит к менее точным результатам.

Поэтому приоритетным методом является вычисление ECC при помощи параметров диаграмм направленности в дальнем поле, как показано в формуле (4) [10]. Чем меньше будет значение, тем лучше будет коэффициент корреляции антенной решётки.

В подходе к вычислениям ECC, основанном на диаграмме направленности дальнего поля, представленном в формуле (4), XPR - мера скорости перекрестной поляризации падающего поля, которая определяется как PV/PH, где PV и PH представляют собой среднюю мощность вдоль вертикальной и горизонтальной осей антенны со сферическими координатами θ и φ соответственно. $E_{\theta i}$ и $E_{\varphi i}$ являются комплексными огибающими θ и φ составляющих излучаемого дальнего поля. P_θ и P_φ – вероятности распределения падающей мощности на антенну в направлениях θ и φ соответственно. Телесный угол Ω – это двумерный угол в трехмерном излучении, определяемый θ по высоте и φ по азимуту. Рассматривается идеальная изотропная среда, где PV и PH почти равны между собой, поэтому $\mathrm{XPR}=1$ и $P_\theta=P_\varphi=\pi$. При расчете ECC по направленности дальнего поля удовлетворительным является значение менее 0,5.

$$\rho_{ij} = \frac{\left| \int \Omega \left[XPR \times E_{\theta i} E^*_{\theta j} P_\theta + E_{\varphi i} E^*_{\varphi j} P_\varphi \right] d\Omega \right|^2}{\int \Omega \left\{ XPR \times E_{\theta i} E^*_{\theta i} P_\theta + E_{\varphi i} E^*_{\varphi j} P_\varphi \right\} d\Omega \times \int \Omega \left\{ XPR \times E_{\theta j} E^*_{\theta j} P_\theta + E_{\varphi j} E^*_{\varphi j} P_\varphi \right\} d\Omega} \tag{4}$$

Другой метод вычисления ECC с использованием показателей излучения дальнего поля представлен в формуле (5) [10], где η_{max} – максимальная эффективность. Данное отношение зависит от распределения мощности излучающих элементов. В этом методе $\eta_i \eta_j$ – общая эффективность излучающих элементов:

$$|\rho_{ij}(e)|^2 = 1 - \frac{\eta_{\max}}{\eta_i \eta_j}. \tag{5}$$

Как говорилось выше, MEG – это одна из количественных характеристик антенны MIMO. MEG – коэффициент полезного действия антенны, через который выражается количество мощности, принимаемой антенными элементами в среде системы MIMO по сравнению с изотропной средой с затуханием. Если мы рассматриваем среду как однородную рэлеевскую с равными вертикальными и горизонтальными плотностями мощности, то MEG рассчитывается по следующей формуле:

$$MEG_i = 0,5 \left[1 - \sum\nolimits_{j=1}^{N} |S_{ij}|^2 \right]. \tag{6}$$

Помимо этого, разница между любыми двумя коэффициентами полезного действия должна быть равной < 3 дБ, как показано в следующем отношении:

$$MEG_i - MEG_j < 3dB. \tag{7}$$

MEG также рассчитывается на основе диаграммы направленности излучения в дальнем поле по приведенной ниже формуле (8), которая, как считается, демонстрирует более точный результат, чем метод S-параметров. В уравнении (8) g_θ и G_φ представляют собой диаграммы усиления по мощности антенных элементов при изменении θ, а φ является постоянным в случае g_θ, и наоборот для G_φ.

$$MEG = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{XPR}{1+XPR} G_\theta(\theta,\varphi) P_\theta(\theta,\varphi) + \frac{XPR}{1+XPR} G_\varphi(\theta,\varphi) P_\varphi(\theta,\varphi) \right] \sin\theta d\theta d\varphi. \tag{8}$$

В условиях равномерного распространения в неидеальных условиях значение MEG для XPR можно рассчитать как равное 0. Теоретически максимально возможное значение MEG составляет -3 дБ тогда, когда эффективность антенны составляет 100%.

TARC также является важным количественным параметром, характеризующим полосу пропускания частот антенных решёток и характеристики излучения в условиях эксплуатации MIMO-антенных решёток. Это указывает на важность ширины полосы пропускания и неизменяемой резонансной частоты, даже когда фаза θ входного сигнала изменяется для всех входных портов. Для многопортовых устройств определено собственное обобщенное уравнение TARC. Для антенной решётки MIMO, объединяющей все параметры рассеяния, при линейной поляризации антенн, после рассмотрения определения, TARC может быть представлен в виде формулы (9):

$$TARC = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{N} \left| S_{i1} + \sum_{m=2}^{N} S_{im} e^{j\theta} m - 1 \right|^2}}{\sqrt{N}}. \tag{9}$$

Также CCL является одной из важнейших характеристик в ходе проверки эффективности развязки в антенных системах MIMO. CCL помогает установить максимальный предел скорости передачи сообщений, до достижения значения которого сигнал может непрерывно передаваться по каналу связи с потерями, равными не более 0,4 бит/с в рабочем диапазоне частот. Данный параметр можно вычислить, используя представленное ниже уравнение:

$$C_{loss} = -\log_2 \det\left(a^R\right). \tag{10}$$

Рассчитанные показатели MEG, TARC и CCL для вышеприведённых антенных решёток можно увидеть ниже в таблице 3.

Для 4-элементной MIMO антенной решётки приемлемыми значениями являются: TARC $<$ 0 дБ, MEG $<$ - 3 дБ и CCL $<$ 0.4 бит/с/Гц, которым удовлетворяют рассмотренные АР с внедрёнными структурами.

Таблица 3 – Расчитанные значения MEG, TARC и CCL для рассматриваемых структур

Коэффициенты	**Антенная решётка с внедрением сочетания свастично-гребенчатой и спирально-меандровой структур EBG**	**Антенная решётка с внедрением структуры DGS с L-образных заглушек**	**Антенная решётка с внедрением грибовидно-крестовой EBG**
MEG	−24.44 дБ	−23.65 дБ	−24.39 дБ
TARC	−6.18 дБ	−5.8 дБ	−7.08 дБ
CCL	−1.68238	−1.49912	−1.51972

Заключение

На основе представленного выше анализа передающих характеристик антенных решёток можно сделать вывод, что наибольшая эффективность для применения в диапазоне от 2 ГГц до 6‘ГГц достигается антенной решёткой, полученной в результате сочетания спирально-меандровой и свастично-гребенчатой структур, которые обеспечивают сильную антенную развязку на всей ширине полосы частот, также сочетание данных структур уменьшает взаимное влияние излучающих источников как в E-плоскости, так и в H-плоскости. Сильная изолированность, высокие показатели коэффициента усиления антенной решётки и низкий коэффициент корреляции при малом расстоянии между излучающими элементами, а также малые размеры делают данную структуру наиболее эффективной в сравнении с остальными рассматриваемыми структурами.

Внедрение структуры DGS с L-образными заглушками более целесообразно при работе именно с 5 ГГц диапазоном и имеет потенциал применения в локальных беспроводных сетях современного и будущего поколений как обеспечивающей наибольшую изолированность в этом диапазоне, но из-за несовершенства и потерь в подложке FR4 будет более практично использовать Roger 5880 и его аналоги. Несмотря на уступающие другим рассмотренным структурам показатели, структура с деформированной землёй обладает наименьшим расстоянием между излучающими элементами и значительной простотой реализации, что в ряде случаев при разработке антенных решёток MIMO работающих в диапазоне 5 ГГц будет наиболее удобным решением.

Внедрение в антенную решётку грибовидно-крестовой структуры EBG может быть оптимальным выбором при работе в диапазоне от 2 ГГц до 6 ГГц, но из-за серьёзного недостатка в виде достаточно больших размеров (ширина 18,98 и длина 18,9) ограничивается ширина применения структуры в связи с миниатюризацией современных антенных решёток MIMO, а также ориентированность данной структуры на применение в круглых антеннах.

Список литературы

[1] Al-Hasan M. J., Denidni T. A., Sebak A. R. Millimeterwave compact EBG structure for mutual coupling reduction applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015. Vol. 63, no. 2. pp. 823-828. doi: 10.1109/TAP.2014.2381229

[2] Arora A., Kumar N. To reduce mutual coupling in microstrip patch antenna arrays elements using electromagnetic band gap structures for X-band // In 2017 International Conference on Nextgen Electronic Technologies: Silicon to Software (ICNETS2). Chennai (China), 2017. pp. 228-230. doi: 10.1109/ICNETS2.2017.8067937

[3] Assimonis S. D., Yioultsis T. V., Antonopoulos C. S. Computational investigation and design of planar EBG structures for coupling reduction in antenna applications // IEEE Transactions on Magnetics, 2012. Vol. 48, No. 2. pp. 771-774. doi: 10.1109/TMAG.2011.2172680

[4] Banerjee J., Karmakar A., Ghatak R., Poddar D. R. Com pact CPW-fed UWB MIMO antenna with a novel modified Minkowski fractal defected ground structure (DGS) for high iso lation and triple band-notch characteristic // Journal of Electro magnetic Waves and Applications, 2017. Vol. 31. No. 15. pp. 1550-1565.

[5] Elabd R. H., Al-Gburi A. J. A. Super-compact 28/38 GHz 4-port MIMO antenna using metamaterial-

inspired EBG structure with SAR analysis for 5G cellular devices // Journal of In frared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2024. Vol. 45. No. 1. pp. 35-65. doi: 10.1007/s10762-023-00959-6 EDN: WCPKZO

[6] Ghosh J., Ghosal S., Mitra D., et al. Mutual coupling reduction between closely placed microstrip patch antenna using meander line resonator // Progress In Electromagnetics Research Letters, 2016. Vol. 59. pp. 115-122. doi: 10.2528/PIERL16012202

[7] Ghosh C. K., Mandal B., Parui S. K. Mutual coupling reduction of a dual-frequency microstrip antenna array by using U-shaped DGS and inverted U-shaped microstrip resonator // Progress In Electromagnetics Research C, 2014. Vol. 48. pp. 61-68.

[8] Islam M. T., Shahidul Alam Md. Compact EBG structure for alleviating mutual coupling between patch antenna array elements // Progress In Electromagnetics Research, 2013. Vol. 137. pp. 425-438.

[9] Jiang W., Che W. Anovel UWB antenna with dual notched bands for WiMAX and WLAN applications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2012. Vol. 11. pp. 293-296.

[10] Kumar A., Ansari A. Q., Kanaujia B. K., Kishor J., Kumar S. An ultra-compact two-port UWB-MIMO antenna with dual band-notched characteristics, 2020. doi: 10.1016/j.aeue.2019.152997 EDN: ZUDRKY

[11] Kumar A., Ansari A. Q., Kanaujia B. K., Kishor, J. High isolation compact four-port MIMO antenna loaded with CSRR for multiband applications // Frequenz, 2018. 72(9-10). pp. 415-427. doi: 10.1515/freq-2017-0276 EDN: DUIXTZ

[12] Kumar N., Kiran Kommuri U. MIMO Antenna H-Plane Isolation Enhancement using UC-EBG Structure and Metal Line Strip for WLAN Applications. School of Electronics Engineering, Vellore Institute of Technology Chennai Campus, 2019. pp. 399-406.

[13] Kumar N., Kiran Kommuri U. MIMO antenna mutual coupling reduction for WLAN using spiro meander line UC-EBG // Progress In Electromagnetics Research C, 2018. Vol. 80. pp. 65-77. doi: 10.2528/PIERC17101601

[14] Kumar P., Sinha R., Choubey A., Mahto S. K. A novel metamaterial electromagnetic band gap (MM-EBG) isolator to reduce mutual coupling in low-profile MIMO antenna // Journal of Electronic Materials, 2022. Vol. 51. No. 2. pp. 626-634. doi: 10.1007/s11664-021-09310-y EDN: EOHEWT

[15] Li L., Zhou Z.-L., Hong J.-S., Wang B.-Z. Compact dual band-notched UWB planar monopole antenna with modified SRR // Electronics Letters, 2011. Vol. 47. No. 17. pp/ 950-951. doi: 10.1049/el.2011.1874

[16] Luo C. M., Hong J. S., Zhong L. L. Isolation enhancement of a very compact UWB-MIMO slot antenna with two defected ground structures // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015. Vol. 14. pp. 1766-1769. doi: 10.1109/LAWP.2015.2423318

[17] Nadeem I., Choi, D.-Y. Study on mutual coupling reduction technique for MIMO antennas // IEEE Access, 2019. Vol. 7. pp. 563-586. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2885558 EDN: WXLBSH

[18] Ou Yang J., Yang F., Wang Z. M. Reducing mutual coupling of closely spaced microstrip MIMO antennas for WLAN application // IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters, 2011. Vol. 10. pp. 310-313.

[19] Qamar Z., Naeem U., Khan S. A., et al. Mutual coupling reduction for high performance densely packed patch antenna arrays on finite substrate // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016. Vol. 64. No. 5. pp. 1653-1660. doi: 10.1109/TAP.2016.2535540

[20] Qamar Z., Park H. C. Compact waveguided metamaterials for suppression of mutual coupling in microstrip array // Progress In Electromagnetics Research, 2014. Vol. 149. pp. 183-192. doi: 10.2528/PIER14063002

[21] Xu H. X., Wang G. M., QI M. Q. Hilbert-shaped magnetic waveguided metamaterials for electromagnetic coupling reduction of microstrip antenna array // IEEE Transactions on Magnetics, 2013. pp. 1526-1529. doi: 10.1109/TMAG.2012.2230272

[22] Yang X., Liu Y., Xu Y. X., Gong S. X. Isolation enhancement in patch antenna array with fractal UC-EBG structure and cross slot // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017. Vol. 16. pp. 2175-2178. doi: 10.1109/LAWP.2017.2703170

[23] Zhang J., Ci G., Cao Y., et al. A wide band-gap slot fractal UC-EBG based on Moore space-filling geometry for microwave application // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017. Vol. 16. pp. 33-37. doi: 10.1109/LAWP.2016.2553135

Modeling and comparative analysis of structures that improve antenna isolation in MIMO technology antenna arrays

V.E. Kutepov*[1], I.V. Peshkov[1]

[1] Bunin Yelets State University, Yelets, Russia
* schtuzer88@gmail.com

Abstract

This article provides a comprehensive analysis of the reduction of the mutual coupling between the radiating elements of MIMO antenna arrays when using semiconductor structures with an electromagnetic band gap in the form of a combination of a single-plane swastika-combed and spiral-meander, as well as a separate mushroom-shaped cross and a deformed earth structure with L-shaped plugs. Models of all three antenna arrays have been developed, the transmission characteristics of the resulting models have been calculated and analyzed, a comparative analysis has been carried out to determine the effectiveness of the antenna systems under consideration, to identify their advantages and disadvantages, to determine the most optimal use and practical application in local wireless networks, as well as the features and conditions within the framework of the introduction of MIMO antenna arrays. Using the developed models, the power transmission coefficients, gain coefficients (DG) AP, correlation coefficients of antenna array envelopes (ECC), antenna efficiency coefficients (MEG), total active reflection coefficient (TARC) for each structure of reducing mutual coupling, as well as channel bandwidth loss (CCL) were studied. Based on the results of preliminary calculations, modeling and processing of the results, it is demonstrated that it is possible to significantly reduce the interconnection of antenna array elements, taking into account the individual characteristics of each structure under consideration.

Key words: MIMO, DGS, EBG, inductance, capacitance, ECC, MAG, TAC, CCL