

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.3.5>

УДК: 621.396.677

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ФАР W-ДИАПАЗОНА. СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ

Г.Ю. Кочевой, Е.В. Комиссарова

МГТУ им. Н.Э. Баумана,
105005, г. Москва, ул. 2-ая Бауманская, д. 5

Статья поступила в редакцию 3 февраля 2026 г.

Аннотация. В настоящей статье представлен обзор современного состояния и тенденций развития элементной базы фазированных антенных решеток (ФАР) W-диапазона (75 – 110 ГГц). Рассмотрены основные компоненты антенных систем, включая излучатели, фазовращатели, усилители и интегрированные передающие-приемные модули. Проанализированы технологии реализации ФАР на основе GaAs, InP, SiGe и CMOS, а также решения по концепции «antenna-in-package» и «antenna-on-chip». Отмечены перспективы применения систем-на-кристалле и аддитивных технологий для построения компактных и широкополосных антенных систем нового поколения.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, W-диапазон частот, антенная решетка, технология реализации, система на кристалле, антенна, решетка, излучатель, фазовращатель, усилитель, система, технология, анализ, частота, диапазон, перспектива, решение, компонент, модуль, концепция, обзор, элемент, развитие, приемник, передатчик.

Автор для переписки: Кочевой Глеб Юрьевич, kochevoug@bmstu.ru

Введение

Развитие радиотехнических систем миллиметрового диапазона частот обусловлено стремлением к повышению пропускной способности каналов связи, точности радиолокационных измерений и разрешающей способности сенсорных систем. В диапазоне частот 75 – 110 ГГц (W-диапазон) становится возможной реализация компактных и высокоэффективных антенных систем с узкой диаграммой направленности и широким сектором электронного сканирования.

Фазированные антенные решетки (ФАР) данного диапазона находят применение в передовых областях – радиолокации, беспроводных коммуникациях пятого и шестого поколений (5G/6G), системах автомобильного радарного обзора, навигации и управления движением беспилотных платформ [1]. Однако переход к миллиметровым диапазонам сопровождается рядом инженерных и технологических трудностей, связанных с ростом потерь в элементах трактов, усложнением схем согласования, снижением КПД излучателей и повышенными требованиями к точности фазового управления.

Особое внимание в последние годы уделяется совершенствованию элементной базы ФАР W-диапазона, включающей излучатели [2-3], фазовращатели, усилители мощности и малошумящие усилители, переключатели, а также интегрированные передающие-приемные модули (ППМ). Значительный прогресс в этой области достигнут благодаря развитию технологий на основе арсенид-галлиевых (GaAs), кремний-германиевых (SiGe), индий-фосфидных (InP) и кремниевых (CMOS) структур [4], а также широкому внедрению концепций интеграции типа «antenna-in-package» (AiP) [5] и «antenna-on-chip» (AoC) [6].

Наряду с традиционными технологиями, активное развитие получают системы-на-кристалле (SoC), обеспечивающие возможность интеграции активных и пассивных компонентов ФАР на единой подложке. Это открывает перспективы создания миниатюрных и энергоэффективных антенных модулей, а также реализации адаптивных решеток с программируемыми характеристиками.

Целью настоящего обзора является анализ современного состояния элементной базы ФАР W-диапазона, рассмотрение актуальных технических решений, а также выявление направлений дальнейшего развития технологий и интеграционных подходов, определяющих архитектуру антенных систем следующего поколения.

1. Элементная база ФАР W-диапазона

В качестве базовых излучателей в диапазоне 75 – 110 ГГц наибольшее распространение получили микрополосковые, щелевые, волноводные и волноводно-щелевые структуры. [1, 7-13]

Микрополосковые антенны обладают малыми габаритами и совместимы с планарными СВЧ-технологиями, однако характеризуются сравнительно узкой полосой частот и высоким уровнем потерь. Волноводно-щелевые структуры демонстрируют более высокую эффективность излучения и стабильность характеристик при изменении частоты, но требуют высокой точности изготовления.

Особое внимание в последние годы уделяется интеграции излучающих элементов с активными компонентами на одной подложке (SoP – *System on Package*) или в составе систем-на-кристалле (SoC – *System on Chip*) [3], что позволяет сократить паразитные потери и повысить согласование по всему тракту.

Фазовращатели являются ключевыми элементами активных ФАР, определяющими возможность формирования требуемой диаграммы направленности и ее перестройки.

В W-диапазоне применяются различные типы фазовращателей – ферритовые, полупроводниковые (на PIN-диодах и FET-структурах), MEMS-фазовращатели и гибридные решения.

MEMS-технологии обеспечивают малые потери, высокую линейность и низкое энергопотребление, однако ограничены долговечностью и скоростью переключения [14-15].

Транзисторные и диодные фазовращатели характеризуются высокой скоростью работы и хорошей совместимостью с интегральными технологиями, что делает их перспективными для систем на кристалле. Современные CMOS- и SiGe-технологии позволяют реализовывать фазовращатели с фазовым диапазоном до 360° и шагом дискретности менее 5° , что подтверждено в [16-17].

Важнейшим элементом активных решеток являются малошумящие усилители (МШУ) и усилители мощности, обеспечивающие требуемый уровень излучаемого сигнала и чувствительности приема.

В W-диапазоне широкое распространение получили решения на основе GaAs-, GaN- и SiGe-технологий [18].

GaN-транзисторы обладают высокой выходной мощностью и термоустойчивостью, в то время как SiGe-структуры обеспечивают низкий уровень шума и высокую степень интеграции [19].

Комбинированные технологии позволяют реализовывать активные модули, объединяющие усилители, смесители и фазовращатели на одной подложке, что особенно важно для компактных систем с электронным сканированием луча.

Современная тенденция развития ФАР W-диапазона заключается в переходе от дискретных компонентных решений к интегральным структурам уровня SoP и SoC [20].

Такой подход обеспечивает минимизацию паразитных связей, улучшение согласования и снижение массогабаритных характеристик антенных модулей.

Кроме того, активно исследуются технологии аддитивного производства (в том числе 3D-печать высокочастотных структур), что открывает возможности для реализации антенн и решеток со сложным распределением излучателей и индивидуальной геометрией каждого элемента [25].

2. Сравнительный анализ

Все рассмотренные ранее технологические решения целенаправленно спроектированы для работы в W-диапазоне частот (75 – 110 ГГц) или близкие поддиапазоны. Широкополосный режим работы, как правило, обеспечивается за счет применения интегрированных в диэлектрическую подложку волноводных линий передач (*Substrate Integrated Waveguide – SIW*). Пример реализации излучателя с такой конструкцией подробно описан в работе [7] и представлен на рисунке 1.

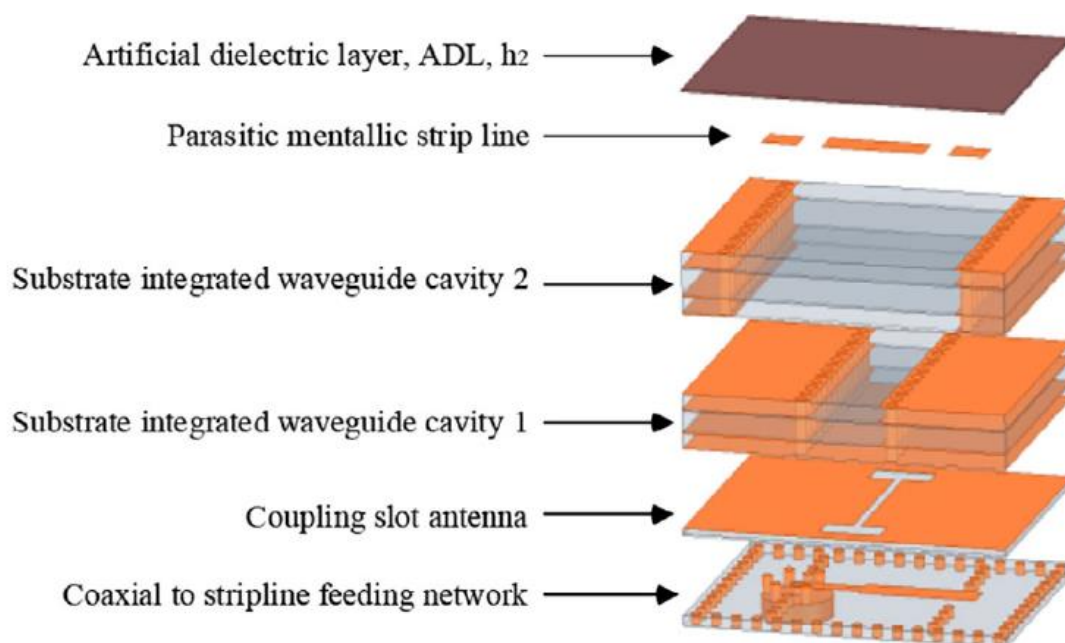


Рис. 1. Многослойное представление SIW структуры.

Результаты работы [7], позволяют сделать вывод о том, что при использовании подобных излучателей возможно добиться относительной ширины полосы порядка 40 % с уровнем КНД не менее 4 дБ. Электродинамическое моделирование и исследование автором [7] излучателя, представленного на рисунке 1, в составе конечно-элементной решетки размерностью 4 на 4 элемента обеспечивает широкий сектор сканирования в пределах $-60^\circ \dots +60^\circ$ (рис. 2.).

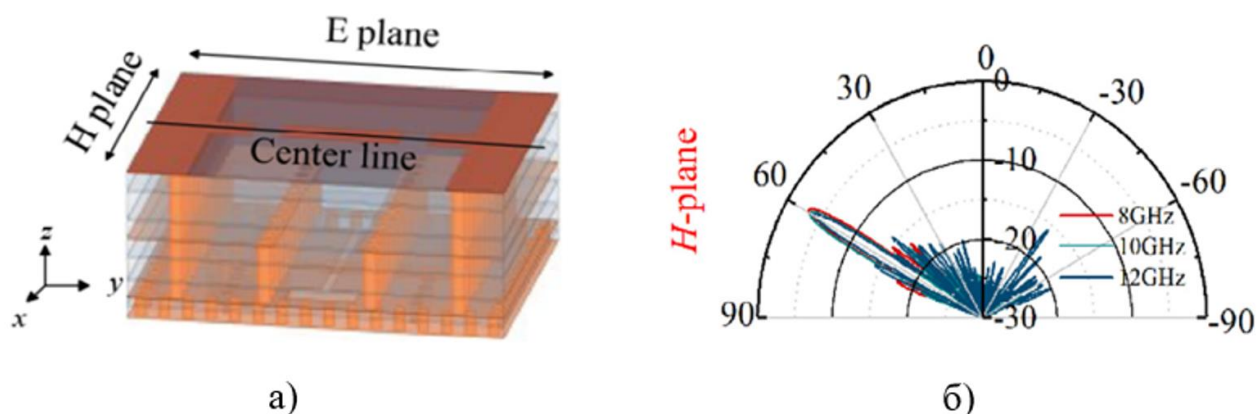


Рис. 2. Результаты моделирования конечно-элементной антенной решетки (4×4) с использованием SIW-излучателя
 а) ориентация антенны относительно начала координат;
 б) сечение нормированной диаграммы направленности в H-плоскости.

Существенным недостатком работы [7] является отсутствие исследований работы SIW-излучателя в W-диапазоне частот, а также высокий уровень возвратных потерь (порядка 10 дБ) в рабочем диапазоне частот.

Несмотря на это, развитие технологии числового программного управления, кремниевой микрообработки (*silicon micromachining technology – SMT*) и диффузионного сваривания (*diffusion bonding – DBL*) позволяет использовать подобные структуры в W-диапазоне частот, что продемонстрировано в работах [7-8].

Рассмотрим более подробно конфигурацию волноводно-щелевой антенной решетки [8], представленной на рисунке 3.

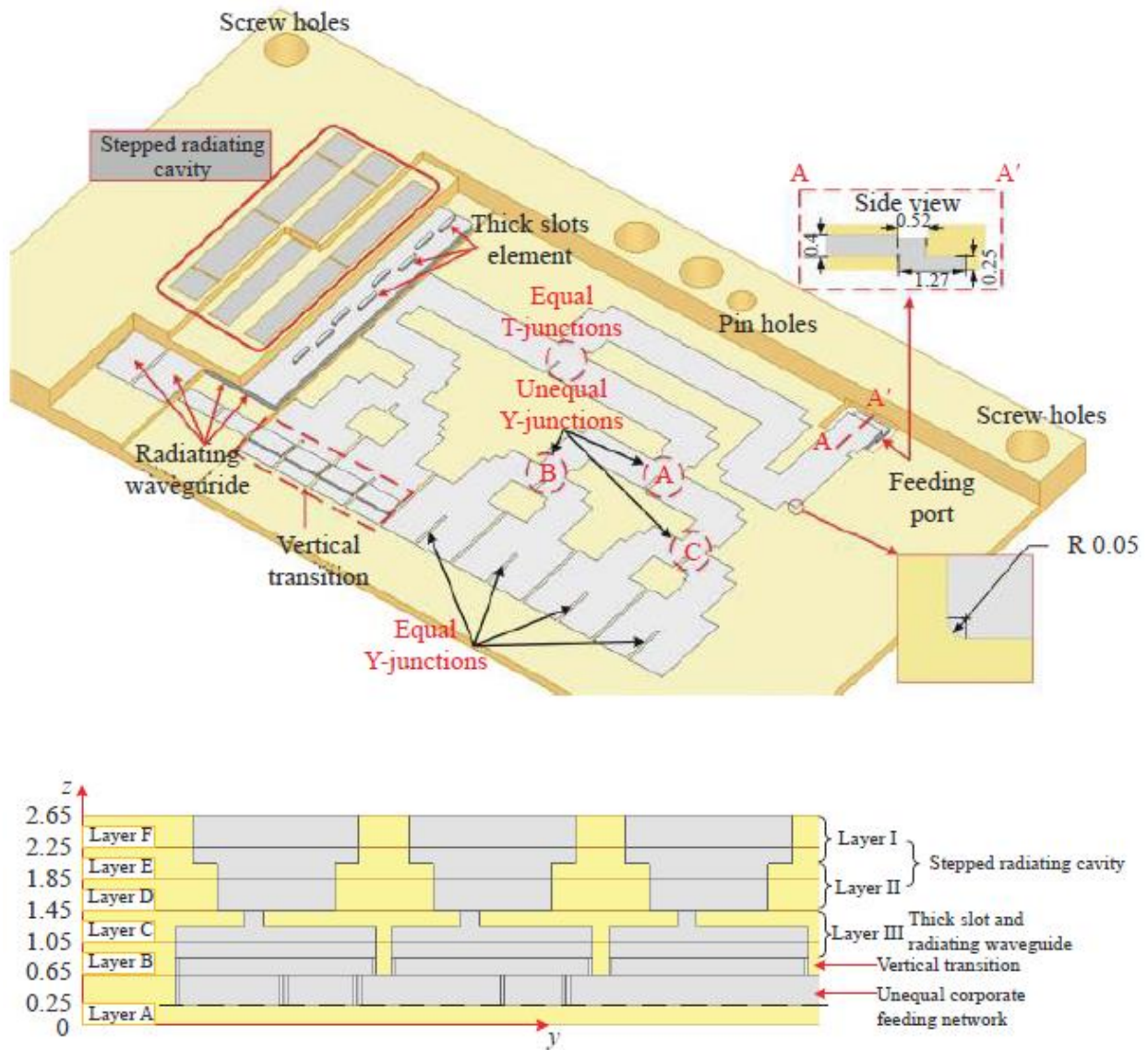


Рис. 3. Конфигурация волноводно-щелевой антенной решетки W-диапазона частот (16×8) с низким уровнем боковых лепестков.

Использование технологий *SMT* и *DBL* позволяет выполнить интеграцию схемы деления и излучающих элементов согласно концепции *AiP* для дальнейшего использования в составе систем, весьма требовательных к массогабаритным характеристикам.

За счет применения амплитудного распределения с постоянной шириной главного лепестка диаграммы направленности и ограниченным уровнем боковых лепестков (распределение Тейлора), авторам работы [8] удалось достичь низкого уровня боковых лепестков (порядка 20 дБ).

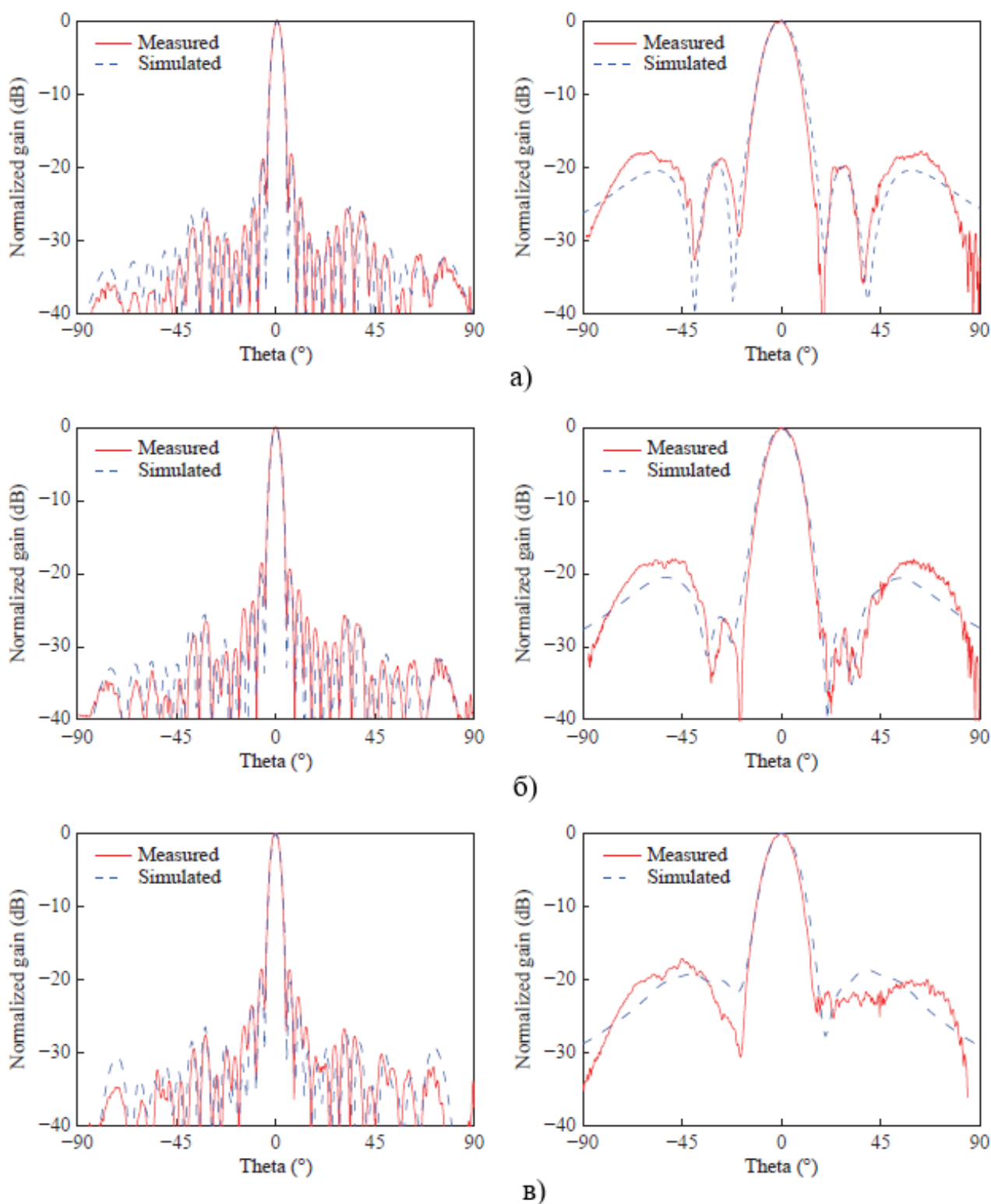


Рис. 4. Сечения нормированной диаграммы направленности в Е и Н – плоскостях: а) сечения нормированной диаграммы направленности в Е и Н – плоскостях соответственно на центральной частоте 93 ГГц; б) сечения нормированной диаграммы направленности в Е и Н – плоскостях соответственно на центральной частоте 94 ГГц; в) сечения нормированной диаграммы направленности в Е и Н – плоскостях соответственно на центральной частоте 95 ГГц.

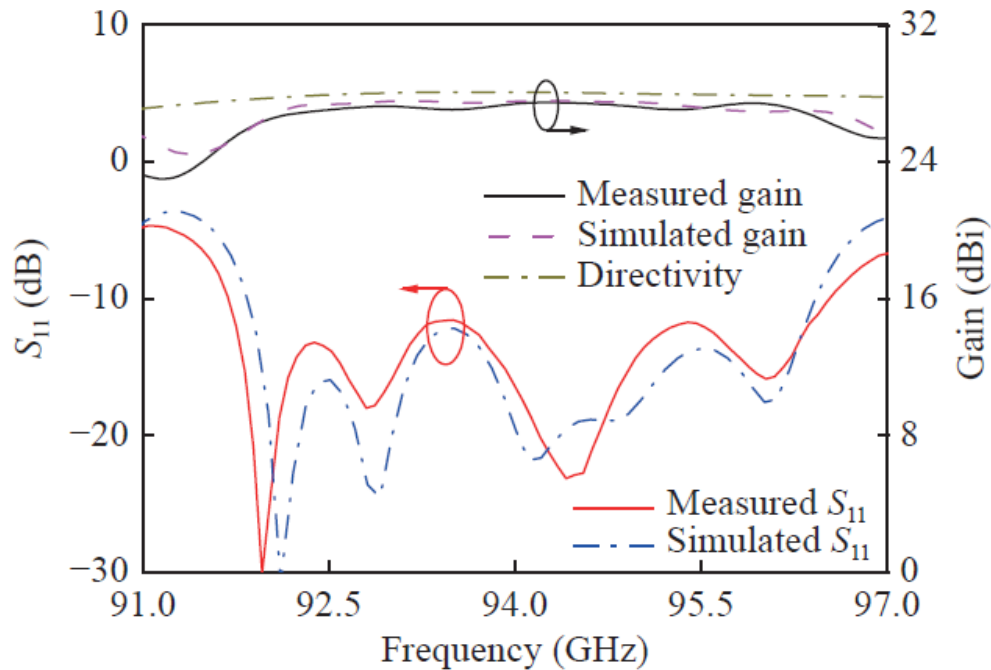


Рис. 5. Частотные зависимости коэффициента направленного действия, коэффициента усиления и уровня возвратных потерь.

Одним из недостатков работы [8] также является достаточно высокий уровень возвратных потерь в пределах 10 дБ, а также отсутствие фазирующих элементов в составе антенной решетке.

Наряду с SIW структурами и излучателями, построенными с использованием технологий SMT и DBL, авторами работы [14] предполагается возможность использования в антенных решетках W-диапазона открытого конца прямоугольного волновода. Конструктивная реализация такого решения представлена на рисунке 6 [14].

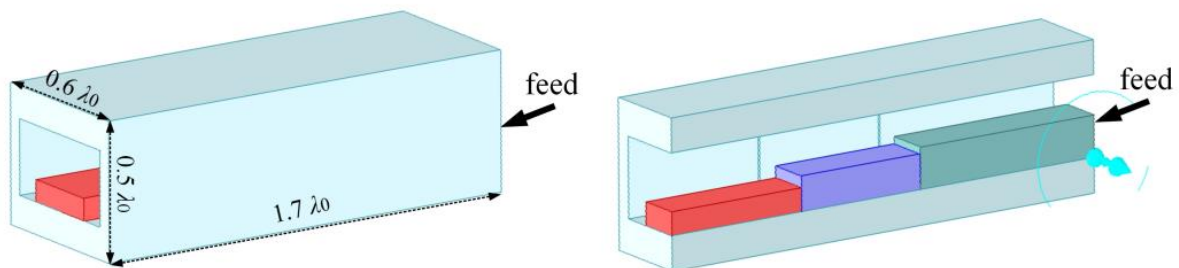


Рис. 6. Излучатель W-диапазона частот в виде открытого конца прямоугольного волновода.

Для уменьшения взаимного влияния излучателей в составе антенной решетки, авторами работы [14] применяются ступенчатые переходы в сечении волновода (рис. 6).

При расчете с использованием полноволнового электродинамического моделирования элемента в ячейке Флоке, достигнуты результаты, продемонстрированные на рисунке 7 [14].

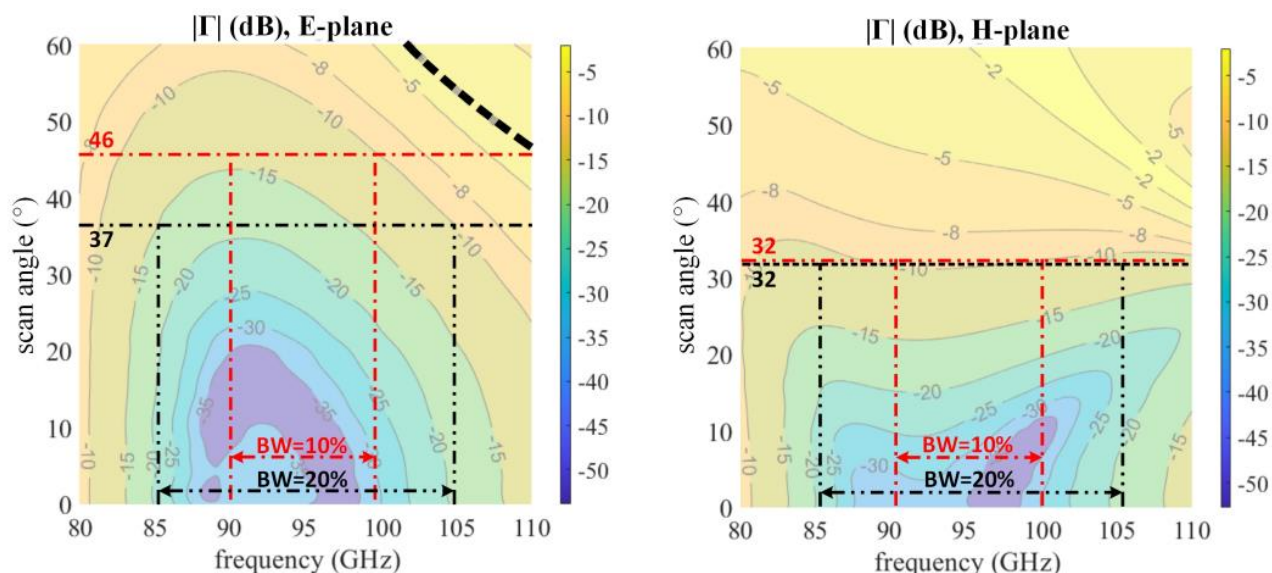


Рис. 7. Частотные зависимости коэффициента отражения при различных положениях главного лепестка диаграммы направленности.

Из рисунка 7, видно, что широкополосный режим работы открытого конца прямоугольного волновода сохраняется при отклонении главного лепестка диаграммы направленности от нормали в двух плоскостях не более чем на 30° .

К существенным недостаткам данной работы [14] можно отнести отсутствие экспериментальной реализации и расчетов схемы возбуждения и фазирующих элементов в составе антенной решетки.

В другой работе [15] представлена конструктивная реализация волноводно-щелевой линейной антенной решетки с частотным сканированием (рис. 8).

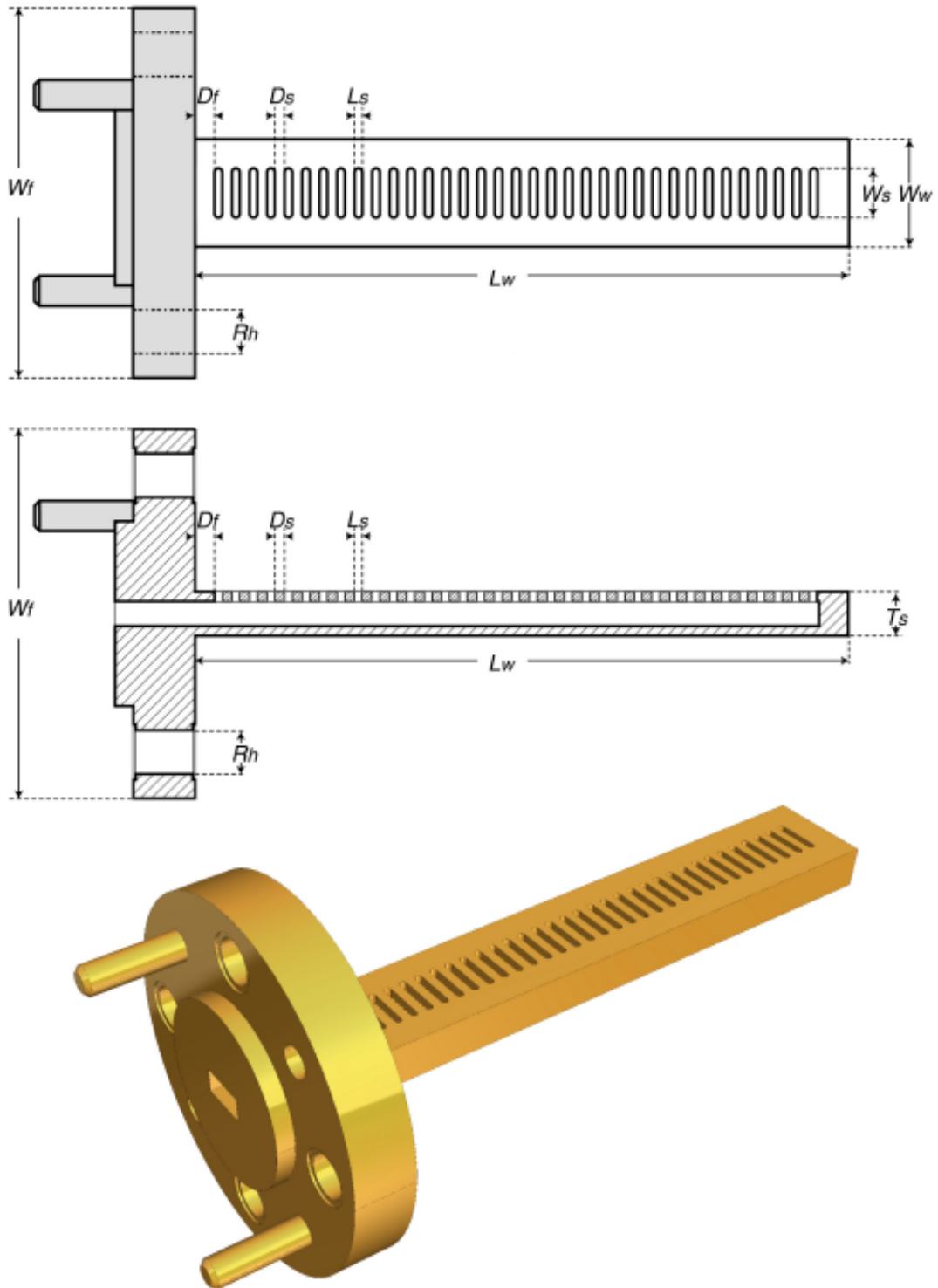


Рис. 8. Волноводно-щелевая линейная антенная решетка W-диапазона частот с частотным сканированием.

Результаты электродинамического моделирования представлены на рисунке 9 [15].

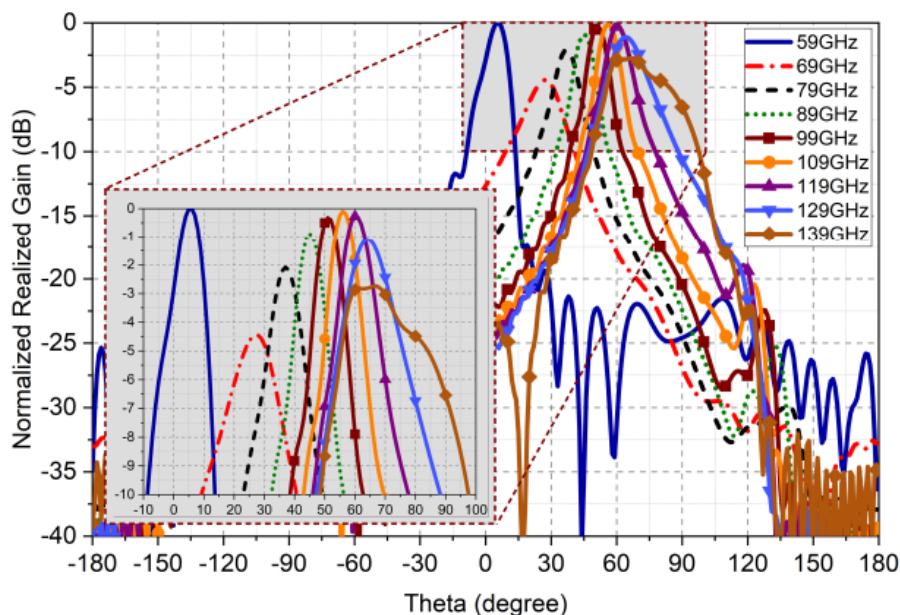


Рис 9. Сечение нормированной диаграммы направленности в азимутальной плоскости в зависимости от рабочей частоты.

На графике (рис. 9) можно отметить следующий факт: с ростом частоты, в диапазоне от 59 ГГц до 139 ГГц угол сканирования в азимутальной плоскости не превышает 60° . Отклонение угла сканирования от нормали с ростом частоты носит нелинейный характер и незначительно в диапазоне от 69 ГГц до 139 ГГц.

Альтернативное технологическое решение, представленное авторами статьи [17] предполагает использование многослойной щелевой антенной решетки, конструкция которой представлена на рисунке 10.

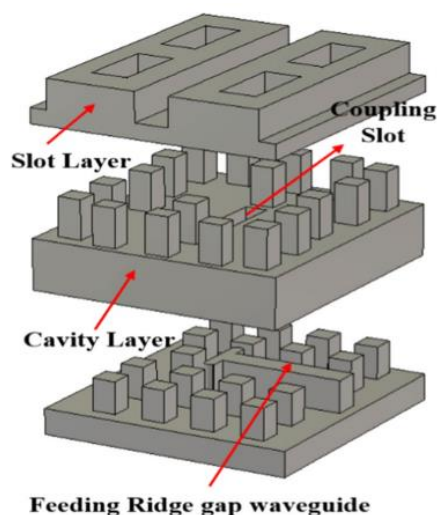


Рис. 10. Конструкция многослойной щелевой антенной решетки.

Нижний слой продемонстрированной конструкции состоит из волноводной щели, необходимой для подключения щелевых излучателей к источнику возбуждения. Второй слой обеспечивает необходимое деление поступающей мощности. Верхний слой конструкции включает в себя излучающие щели.

В каждом слое антенной решетки формируется периодическая структура в виде «столбиков», которые необходимы для подавления возникающих поверхностных волн.

Значительным преимуществом данной конструкции является как простота сборки, так и отсутствие в ней токопроводящих контактов и механических соединений. Более детальный общий вид антенной решетки конфигурации 16 на 16 элементов приведен на рисунке 11 [17].

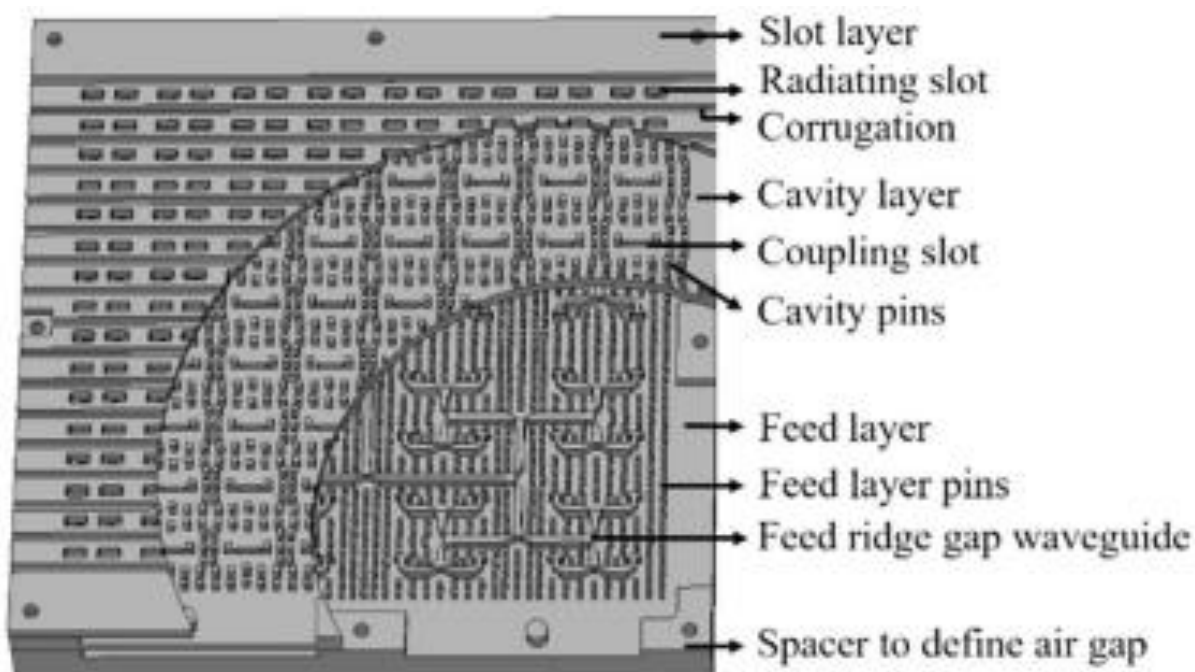


Рис. 11. Общий вид исследуемой антенной решетки W-диапазона (16×16).

Авторами работы [17] поставлен эксперимент для изучения характеристик данной антенной решетки. Лабораторное оборудование для проведения измерений представлено на рисунке 12 [17].

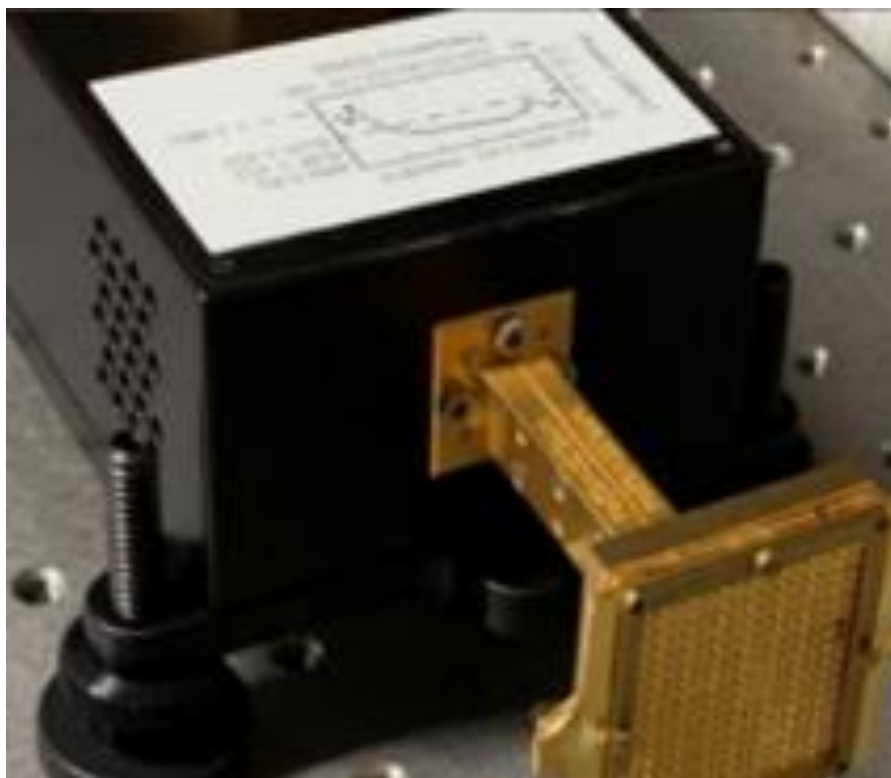


Рис. 12. Лабораторный стенд антенной решетки W-диапазона (16×16).

Как видно из рисунка 12, для проведения измерений используется волноводный переход (WR-6,5) из состава антенной решетки. Результаты измерений представлены на рисунке 13 и 14.

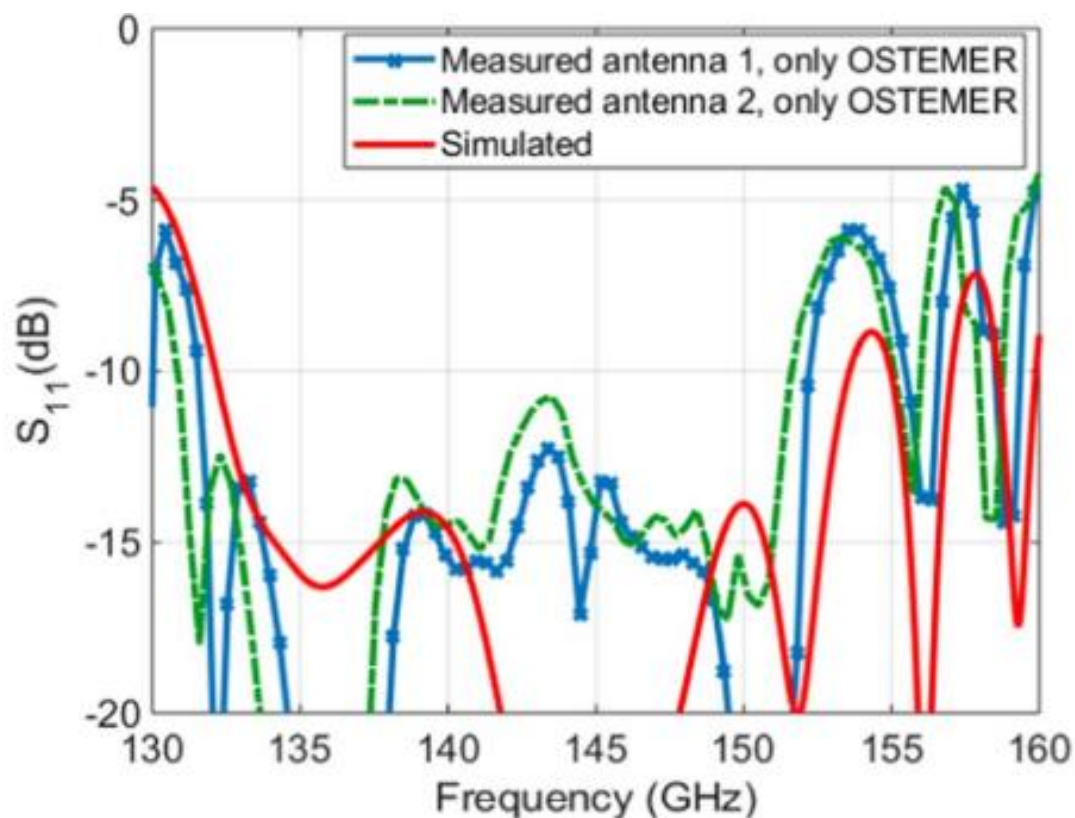


Рис. 13. Уровень возвратных потерь антенной решетки W-диапазона (16×16).

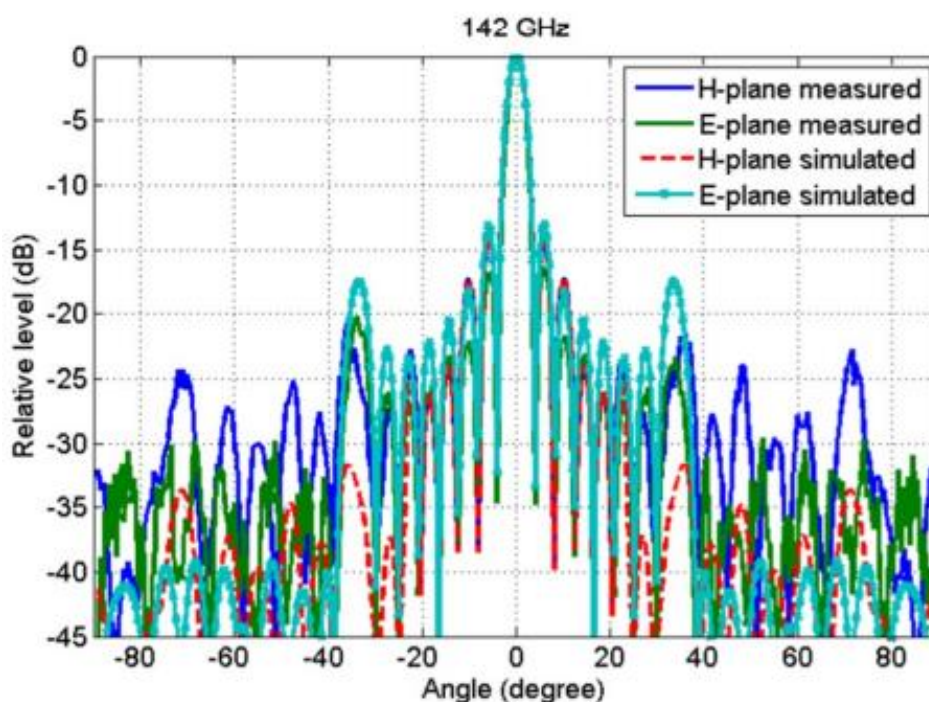


Рис. 14. Сечения нормированной диаграммы направленности антенной решетки W-диапазона (16×16) в E- и H- плоскости.

На основании полученных авторами работы [17] результатов можно сделать вывод о том, что уровень возвратных потерь в полосе рабочих частот от 130 до 160 ГГц в среднем составляет не более -10 дБ. Уровень боковых лепестков составляет не более -13 дБ, что свидетельствует об использовании равномерного амплитудно-фазового распределения.

Основным недостатком работы [17] является сложность в точности изготовления слоев. Также, в работе не представлена конструктивная реализация данной антенной решетки, позволяющая обеспечить сканирование.

Вопрос конструктивной реализации фазовращателей в W-диапазоне частот рассматривался в работах [18-19]. Как правило, для производства таких фазовращателей используют технологии микроэлектромеханических систем (MEMS).

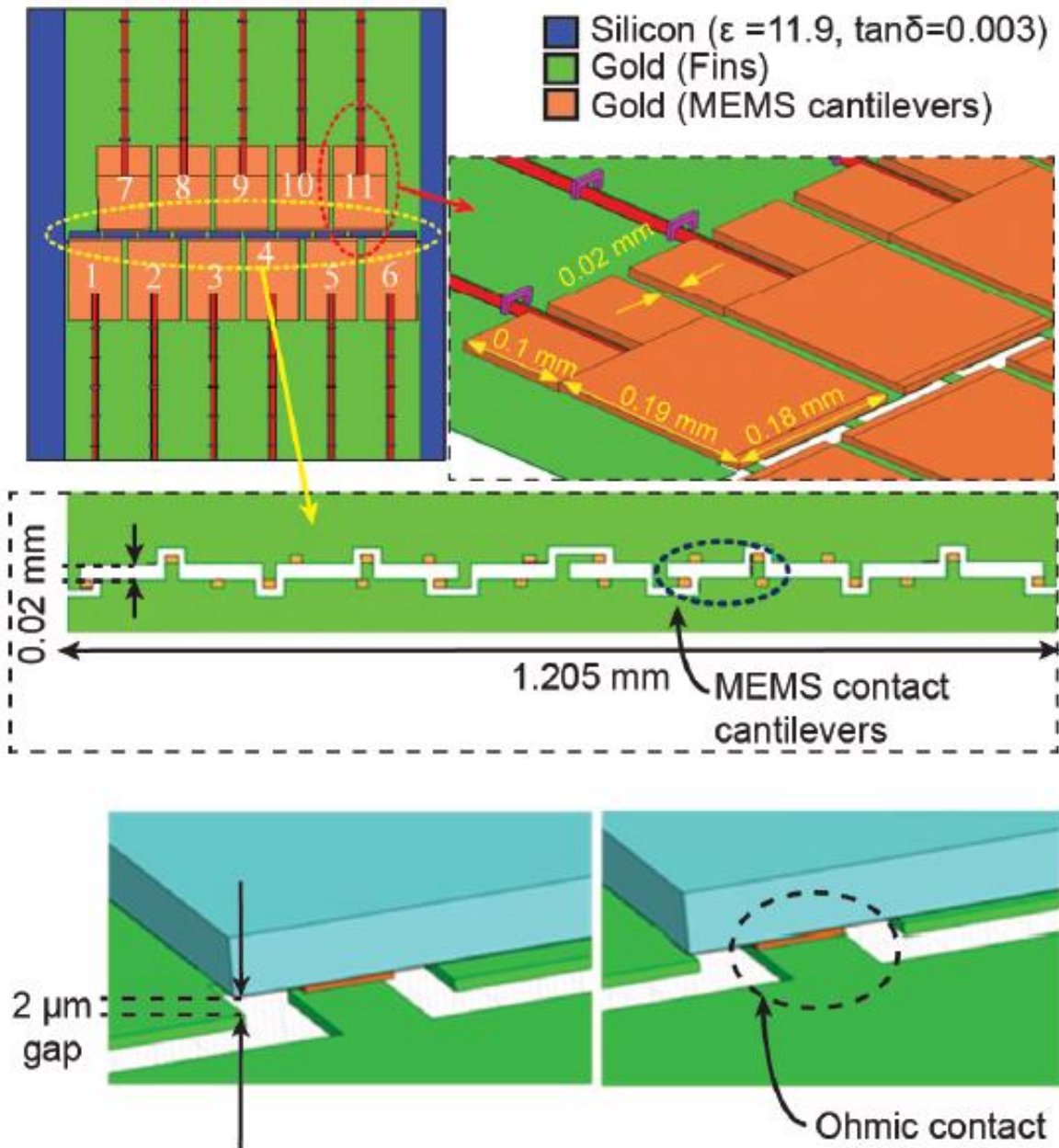


Рис. 15. Конструктивная реализация фазовращателя, построенного по технологии *MEMS*.

Автором работы [18] исследованы амплитудно-фазовые частотные характеристики и уровень возвратных потерь данного фазовращателя для четырех фазовых состояний. Результаты исследования представлены на рисунке 16.

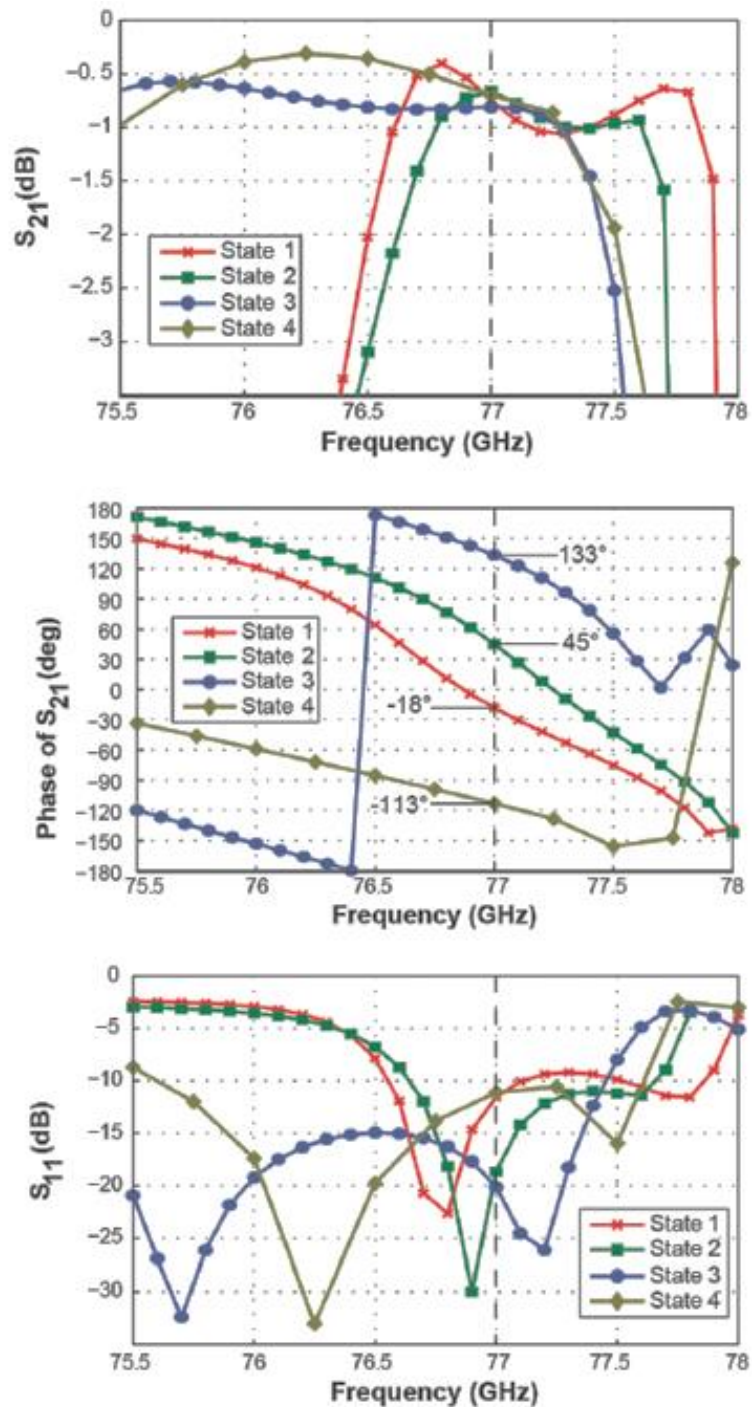


Рис. 16. Амплитудно-фазовые частотные характеристики и уровень возвратных потерь MEMS-фазовращателя.

По результатам исследования [18], можно сделать вывод о том, что MEMS-фазовращатель обладает довольно высоким уровнем возвратных потерь в рабочем диапазоне частот. Вместе с этим уровень вносимых потерь такого фазовращателя не превышает 3 дБ. При этом экспериментальные измерения показали существенно худший результат.

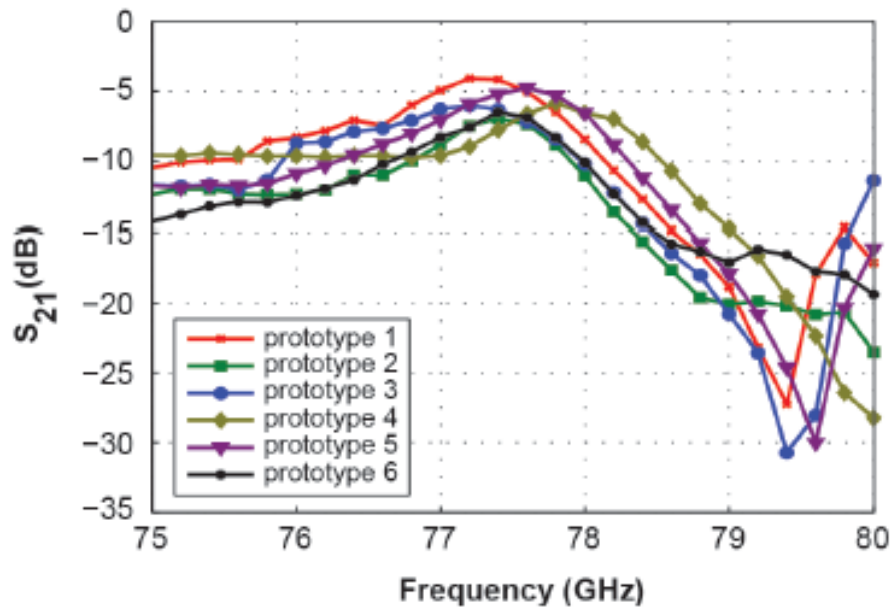


Рис. 17. Экспериментальная частотная зависимость вносимых потерь.

В данном случае, автор работы [18] подчеркивает критическую важность позиционной точности. Малые погрешности (порядка долей миллиметра в W-диапазоне частот) заметно ухудшают уровень вносимых потерь.

Схожий по принципу действия фазовращатель представлен в работе [19]. Его конструкция представлена на рисунке 18.

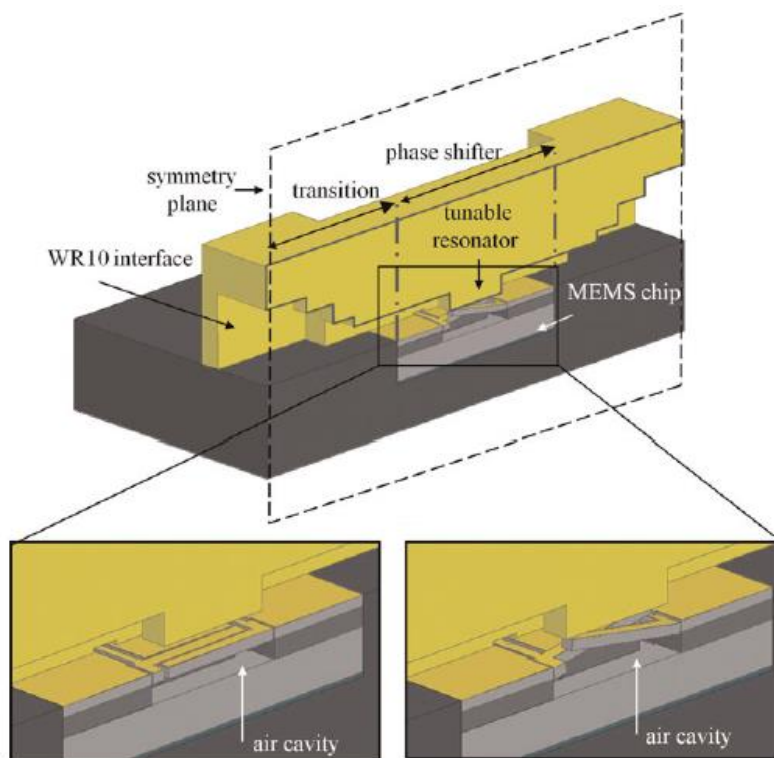


Рис. 18. Конструктивная реализация фазовращателя [19].

В отличие от работы [18], в данном случае используется управляемая емкостная связь в сечении резонатора, позволяющая сдвигать фазу проходящего электромагнитного поля.

На рисунке 19 продемонстрированы экспериментальные зависимости от частоты уровня возвратных и вносимых потерь, а также фазо-частотные характеристики.

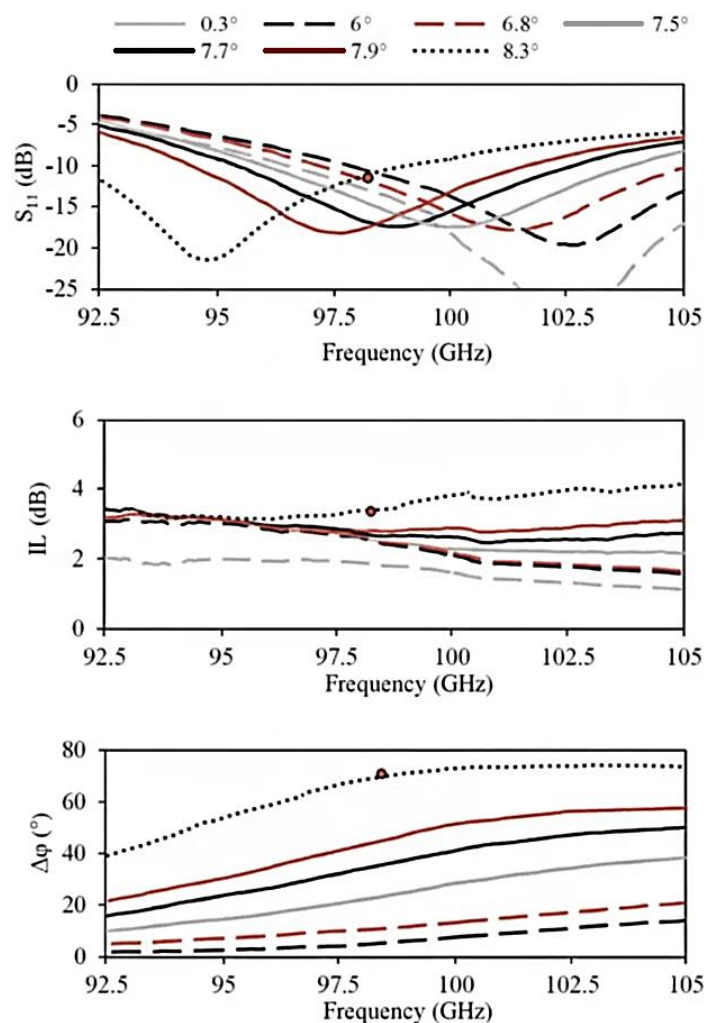


Рис. 19. Экспериментальные зависимости уровня возвратных и вносимых потерь.

При отклонении гребня (увеличении угла отклонения), расположенного в сечении резонатора стоит отметить, что также увеличивается и уровень вносимых потерь. Максимальное изменение фазы в данном фазовращателе достигается при угле отклонения $8,3^\circ$.

Для увеличения максимально возможного фазового сдвига авторами [19] используется «трехмостовая» конструкция, представленная на рисунке 20.

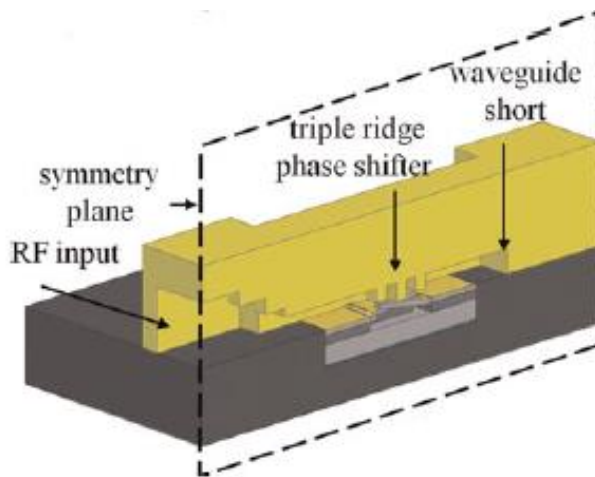


Рис. 20. «Трехмостовая» конструкция фазовращателя.

Путем дополнительного каскадирования резонатора в данной конструкции существенно увеличивается предельно возможный фазовый сдвиг проходящей электромагнитной волны. Экспериментальные результаты измерений приведены на рисунке 21.

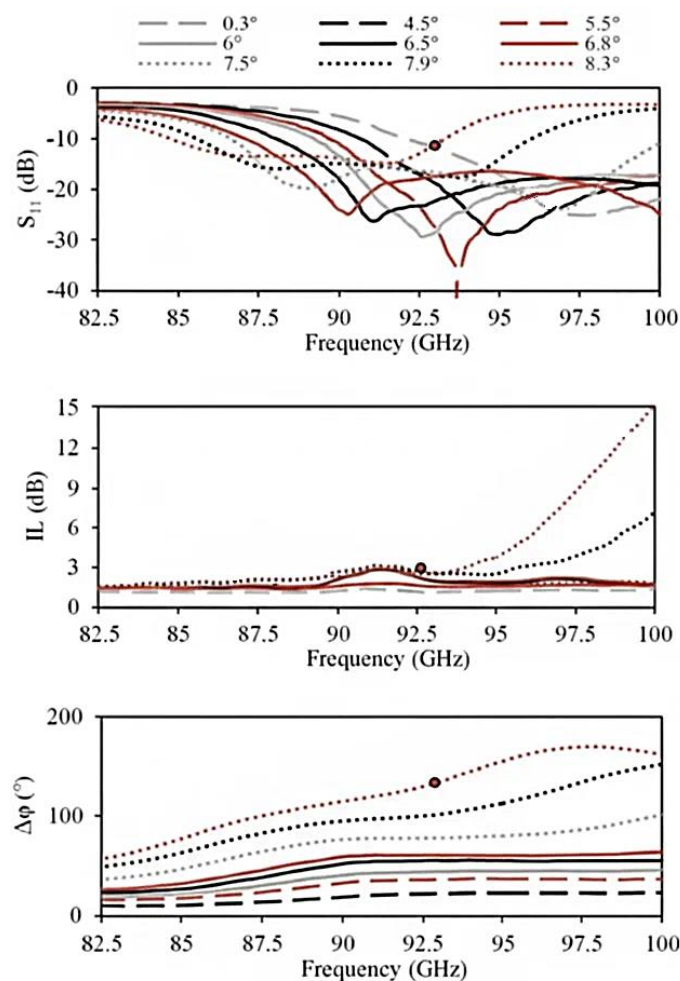


Рис. 21. Экспериментальные зависимости уровня возвратных и вносимых потерь «трехмостовой» конструкции фазовращателя.

Значительным преимуществом такой конструкции можно также отметить наличие аналогового, а в последствии более точное управление фазой проходящей электромагнитной волны, по сравнению с реализацией, приведенной в работе [18].

Недостатком является увеличение вносимых потерь при увеличении угла отклонения гребня в сечении резонатора фазовращателя.

6. Перспективы развития

Дальнейшее развитие элементной базы ФАР W-диапазона связано с интеграцией активных и пассивных компонентов в единую компактную систему, повышением надежности и стабильности характеристик при широкополосной работе, а также с минимизацией размеров модулей и межсоединений. Важной перспективой является разработка технологических решений для фазированных антенных решеток W-диапазона, позволяющих сочетать широкоугольное сканирование с низким уровнем боковых лепестков и высокой точностью формирования диаграммы направленности.

Заключение

Современные тенденции в области ФАР W-диапазона направлены на создание высокоинтегрированных, малогабаритных и широкополосных антенн, способных эффективно работать в условиях растущих требований к точности радиолокации и пропускной способности каналов связи. Развитие интеграционных технологий, таких как AiP и SoC, а также применение аддитивных методов производства, создают условия для реализации сложных неэквидистантных структур с высокой стабильностью и повторяемостью характеристик, что открывает новые возможности для создания компактных и высокоэффективных систем радиосвязи и радиолокации.

Литература

1. Singh C. et al. A comprehensive survey on millimeter wave antennas at 30/60/120 GHz: design, challenges and applications // *Wireless Personal Communications*. – 2023. – Т. 133. – №. 3. – С. 1547-1584.
2. Chittimoju G., Yalavarthi U.D. A comprehensive review on millimeter waves applications and antennas // *Journal of Physics: Conference Series*. – IOP Publishing, 2021. – Т. 1804. – №. 1. – С. 012205.
3. Naqvi A.H., Lim S. Review of recent phased arrays for millimeter-wave wireless communication // *Sensors*. – 2018. – Т. 18. – №. 10. – С. 3194.
4. Yu Y., Kang K. Analysis and design of transformer-based CMOS ultra-wideband millimeter-wave circuits for wireless applications: a review // *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*. – 2020. – Т. 21. – №. 1. – С. 97-115.
5. Liu D., Zhang Y. *Antenna-in-package Technology and Applications*. – John Wiley & Sons, 2020.
6. Alibakhshikenari M. et al. A comprehensive survey on antennas on-chip based on metamaterial, metasurface, and substrate integrated waveguide principles for millimeter-waves and terahertz integrated circuits and systems // *IEEE Access*. – 2022. – Т. 10. – С. 3668-3692.
7. Cheng Y.J., Guo Y.X., Liu Z.G. W-band large-scale high-gain planar integrated antenna array // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2014. – Т. 62. – №. 6. – С. 3370-3373.
8. Yao S. et al. W-Band High-Efficiency Waveguide Slot Array Antenna with Low Sidelobe Levels Based on Silicon Micromachining Technology // *Chinese Journal of Electronics*. – 2022. – Т. 31. – №. 4. – С. 665-673.
9. Zhang P. et al. Wideband Wide-Scanning Phased Array Based on Connected SIW Cavities and Slit Antenna // *Electronics Letters*. – 2025. – Т. 61. – №. 1. – С. e70353.

10. Kopal E. et al. A high isolation, low-profile, triple-port SIW based annular slot antenna for millimeter-wave 5G MIMO applications // *IEEE Access*. – 2022. – Т. 10. – С. 89458-89464.
11. Wei D.J. et al. Design of compact dual-band SIW slotted array antenna // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2018. – Т. 17. – №. 6. – С. 1085-1089.
12. Chen Y. et al. An L-slot frequency reconfigurable antenna based on MEMS technology // *Micromachines*. – 2023. – Т. 14. – №. 10. – С. 1945.
13. Vettikalladi H., Saleem M.K., Alkanhal M.A. S. Membrane antenna array based on substrate integrated waveguide technology for 94 GHz communication systems // *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. – 2016. – Т. 8. – №. 3. – С. 633-641.
14. Zhang Y., Vilenskiy A.R., Ivashina M.V. W-band waveguide antenna elements for wideband and wide-scan array antenna applications for beyond 5G // *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. – IEEE, 2021. – С. 1-5.
15. Ozpinar H., Aksimsek S., Türker Tokan N. W-Band Transverse Slotted Frequency Scanning Antenna for 6G Wireless Communication and Space Applications // *Aerospace*. – 2025. – Т. 12. – №. 6. – С. 493.
16. Baghchehsaraei Z. et al. Waveguide-integrated MEMS-based phase shifter for phased array antenna // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. – 2014. – Т. 8. – №. 4. – С. 235-243.
17. Farjana S. et al. Realizing a 140 GHz gap waveguide-based array antenna by low-cost injection molding and micromachining // *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*. – 2021. – Т. 42. – №. 8. – С. 893-914.
18. Baghchehsaraei Z. et al. Waveguide-integrated MEMS-based phase shifter for phased array antenna // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. – 2014. – Т. 8. – №. 4. – С. 235-243.

19. Psychogiou D. et al. Continuously variable W-band phase shifters based on MEMS-actuated conductive fingers // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. – 2013. – Т. 5. – №. 4. – С. 477-489.
20. Deng X.D. et al. A Compact W-Band Reflection-Type Phase Shifter with Extremely Low Insertion Loss Variation Using 0.13 μm CMOS Technology // Micromachines. – 2015. – Т. 6. – №. 3. – С. 390-395
21. Parlak M., Buckwalter J.F. A Low-Power, W-Band Phase Shifter in a 0.12 μm SiGe BiCMOS Process // IEEE microwave and wireless components letters. – 2010. – Т. 20. – №. 11. – С. 631-633.
22. Murthy B.T. V. et al. A millimeter wave MMIC power amplifier using 0.15 μm GaN for space communication systems // 2024 International Conference on Smart Systems for applications in Electrical Sciences (ICSSSES). – IEEE, 2024. – С. 1-6.
23. Ding M. et al. A w-band active phased array miniaturized scan-sar with high resolution on multi-rotor uavs // Remote Sensing. – 2022. – Т. 14. – №. 22. – С. 5840.
24. Li Y. et al. Experimental Validation and Applications of mm-Wave 8 \times 8 Antenna-in-Package (AiP) Array Platform // Electronics. – 2022. – Т. 11. – №. 23. – С. 4055.
25. Vaitukaitis P. et al. Design of integrated wideband WR34-band diplexer-antenna array module for exploration of monolithic metal 3-D printing for space applications // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2024. – Т. 18. – №. 4. – С. 280-290.

Для цитирования:

Кочевой Г.Ю., Комиссарова Е.В. Элементная база ФАР W-диапазона. Состояние и перспективы развития // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – №. 3. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.3.5>