

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.5.5>

УДК: 621.383.933

ГИБРИДНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОСЛОЙНОЙ ЧЕТЫРЕХПОРТОВОЙ ПЕЧАТНОЙ АНТЕННЫ С КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

С.Е. Банков¹, А.А. Курушин²

¹ Институт радиотехники и электроники РАН им. В.А.Котельникова,
125009, Москва, ул. Моховая, 11, корп.7

² Национальный исследовательский университет МЭИ,
111250, Москва, ул. Красноказарменная, 14

Статья поступила в редакцию 15 февраля 2025 г.

Аннотация. Выполнено гибридное моделирование четырехпортовой печатной антенны круговой поляризации, состоящей из печатного излучателя с воздушным заполнением и схемы возбуждения. Рассматривается два варианта гибридного моделирования: включение схематического эквивалента схемы возбуждения в электродинамическую структуру и включение электродинамической модели излучателя в схемотехническую модель схемы возбуждения, которая состоит из направленного ответвителя и четырех фазосдвигателей. Обсуждается возможность гибридного моделирования антенных блоков, содержащих сосредоточенные элементы, такие как фильтры, конденсаторы, индуктивности и др. компоненты, а также активные элементы. Анализируются результаты двух вариантов гибридного моделирования путем их сравнения с результатами полного электродинамического моделирования антенны.

Ключевые слова: планарная патч-антенна, гибридное электродинамическое моделирование, HFSS ANSYS, фазосдвигающие цепи.

Автор для переписки: Курушин Александр Александрович, kurushin@mail.ru

Введение

Печатные антенны (ПА) нашли широкое применение в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн благодаря своей технологичности, простоте настройки и относительно низкой стоимости. В последнее время особое внимание привлекают ПА с воздушным заполнением, которые без дополнительных модификаций обеспечивают подавление сигналов, приходящих от целей расположенных при углах места близких к 90° , то есть вблизи горизонта (ПА ориентирована параллельно поверхности Земли). Данное свойство оказывается весьма ценным для построения навигационных систем с помехоподавлением, поскольку большинство источников помех расположены в указанном диапазоне углов, в то время как источники полезных сигналов находятся в верхнем полупространстве вдали от горизонта.

Важно отметить, что системы помехоподавления содержат несколько элементарных излучателей (ЭИ), формирующих антенную решетку. Питание таких решеток осуществляется с помощью разных достаточно сложных схем возбуждения, включающих не только схему распределения сигналов, но и элементы входных цепей приемного тракта, такие как фильтры, малошумящие усилители, смесители и т.д.

В настоящее время неотъемлемым этапом проектирования таких устройств является их моделирование при помощи таких систем как HFSS ANSYS, CST SUITE, FEKO. В силу сложной пространственной конфигурации помехоподавителя, его полное электродинамическое моделирование требует весьма больших затрат вычислительных ресурсов, что существенно увеличивает общие сроки разработки.

Одним из возможных подходов к снижению затрат на моделирование может служить декомпозиция сложного устройства на составные части и использование для их анализа моделей разных уровней, например, схемотехнических моделей, входящих в блок Schematic, являющийся неотъемлемой частью современной системы проектирования СВЧ устройств и антенн. Достоинством схемотехнических моделей является их простота,

обеспечивающая снижение затрат вычислительных ресурсов. При этом, однако, следует иметь в виду приближенный характер таких моделей в отличие от электродинамических полноволновых моделей.

Основная цель данной работы – это проверка изложенного выше подхода к проектированию на сравнительно простом примере ПА, которая содержит печатный излучатель (ПИ) с воздушным заполнением и схему возбуждения (СВ). Мы рассматриваем их как отдельные блоки. При этом ПИ анализируется с использованием электродинамической модели, а СВ при помощи теории цепей СВЧ и схемотехнических моделей.

Возможность использования методов теории цепей при расчете СВ, одновременно с применением электродинамических методов расчета ПИ рассматривается в данной работе как новый гибридный подход расчета современных антенных систем.

1. Электродинамический анализ ПИ с четырьмя портами

Конструкция ПИ показана на рис. 1. Она включает расположенный снизу металлический экран квадратной формы. На поверхности экрана находятся диэлектрические стойки диаметром 8 мм и высотой 6 мм из диэлектрика с проницаемостью 3.7, служащие элементами крепления верхнего металлического проводника, также имеющего квадратную форму.

Экран и проводник разделяет воздушный слой. Антенна возбуждается 4-мя элементами возбуждения штыревого типа. В нижней части такого элемента находится сосредоточенный порт с импедансом 100 Ом. Это обеспечивает стабильный вид ДН в меридиональной и азимутальной плоскостях (рис. 5) и хорошие поляризационные характеристики.

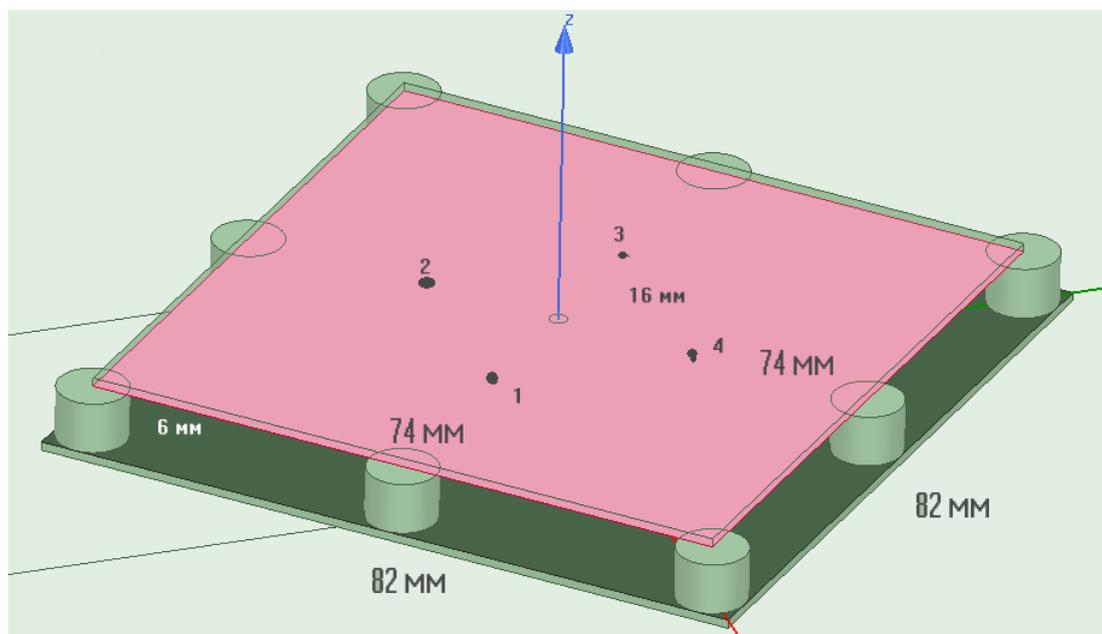


Рис. 1. Воздушная ПА со смещенными относительно центра на 16 мм четырьмя портами.

Известно, что для получения излучения круговой поляризации можно использовать один, два или четыре порта. В данном случае, для получения стабильных характеристик и широкого сектора излучения антенны с хорошей степенью круговой поляризации, используем четыре порта 1-4 (рис. 1) и возбудим их, как в квадрифилярной антенне [1], со сдвигом фаз 90° .

Моделирование многомодового ПИ выполнено при помощи системы электродинамического моделирования HFSS ANSYS [3], которая является стандартным средством для проведения численных расчетов. Данная система обеспечивает высокую точность расчетов и их хорошее совпадение с экспериментальными результатами.

Особенностью функционирования ПИ является одновременное его возбуждение по всем четырем портам волнами одинаковой амплитуды со сдвигом фаз на 90° . В этом режиме настройка ПИ должна производиться не по минимуму коэффициента отражения, например $|S_{11}|$, а в соответствии с соотношениями, учитывающими взаимную связь входов ПИ. Коэффициенты отражения S_{11_corr} , с учетом связи соседних портов, рассчитываются по формулам [1]:

$$\begin{aligned}
 S_{11_corr} &= S_{11} \cdot e^{j0} + S_{12}e^{j90} + S_{13}e^{j180} + S_{14}e^{j270} = S_{11} - S_{13} \\
 S_{22_corr} &= S_{21} \cdot e^{j-90} + S_{22}e^{j0} + S_{23}e^{j90} + S_{24}e^{j180} = S_{22} - S_{24} \\
 S_{33_corr} &= S_{31} \cdot e^{j-180} + S_{32}e^{j-90} + S_{33}e^{j0} + S_{34}e^{j90} = S_{33} - S_{31} \\
 S_{44_corr} &= S_{41} \cdot e^{j-270} + S_{42}e^{j-180} + S_{43}e^{j-90} + S_{44}e^{j0} = S_{44} - S_{42}
 \end{aligned} \tag{1}$$

С учетом симметрии структуры соотношения (1) можно упростить:

$$S_{11_corr} = S_{22_corr} = S_{33_corr} = S_{44_corr} = S_{11} - S_{13}, \tag{2}$$

где S_{11} и S_{13} – коэффициенты отражения и связи между 3 и 1 портами [1]. Скорректированный коэффициент отражения S_{11_corr} соответствует коэффициенту отражения при возбуждении одновременно всех портов.

Порты антенны запитываются, с учетом модулей (Magnitude) и фазовых сдвигов (Phase), как показано на рис. 2.

Edit post process sources						
Spectral Fields		Source Contexts				
	Source	Type	Magnitude	Unit	Phase	
1	1:1	Port	1 W		0 deg	
2	2:1	Port	1 W		90 deg	
3	3:1	Port	1 W		180 deg	
4	4:1	Port	1 W		270 deg	

Рис. 2. Возбуждение портов четырехпортовой антенны с круговой поляризацией.

Проектирование ПИ включает оптимизацию его размеров. Размеры металлического проводника ПИ больше влияют на резонансную частоту антенны, а смещение портов относительно центра – на согласование.

Матрицу рассеяния в HFSS ANSYS можно видеть в таблице. На частоте центральной 1.6 ГГц матрица рассеяния четырехпортовой антенны имеет следующий вид (рис. 3).

Freq	S:1:1	S:2:1	S:3:1	S:4:1
1.6 (GHz)	1:1 (0.44058, 70.5)	(0.01467, -110)	(0.59645, 111)	(0.014739, -110)
	2:1 (0.01467, -110)	(0.44037, 70.5)	(0.014766, -110)	(0.59656, 111)
	3:1 (0.59645, 111)	(0.014766, -110)	(0.44082, 70.5)	(0.014715, -110)
	4:1 (0.014739, -110)	(0.59656, 111)	(0.014715, -110)	(0.44034, 70.5)

Рис. 3. Матрица рассеяния (модуль и фаза в град.) четырехпортовой пач-антенны.

Из рассчитанной матрицы рассеяния четырехпортового ПИ видим, что связь между противоположно расположенными портами 1 и 3, а также между портами 2 и 4 большая, $|S_{31}| = 0.59$, поэтому при расчете S -параметров при одновременном возбуждении портов обязательного нужно учитывать коррекцию параметров, указанную в (1), (2).

Частотные характеристики коэффициента отражения $|S_{11}|$, а также S_{11_corr} , показаны на рис. 4. Отсюда можно видеть, что без коррекции значения коэффициента отражения ошибка может достигать 150 МГц.

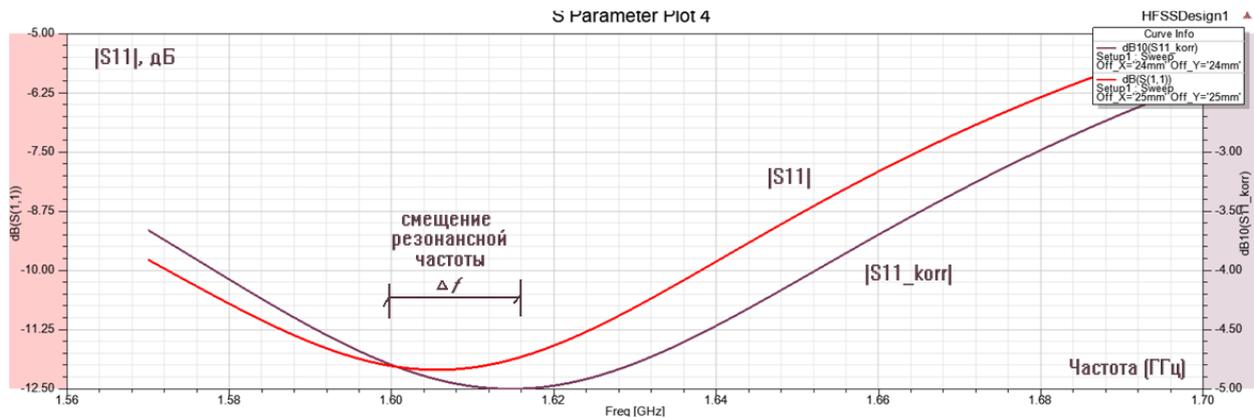


Рис. 4. Частотная характеристика скорректированного $|S_{11_корр}|$ “и исходного $|S_{11}|$ коэффициентов отражения.

Четырехпортовая антенна, при возбуждении портов, выполненном согласно таблице, показанной на рис. 2, имеет круговую поляризацию, что можно видеть из вращения поля в сечении верхней пач-антенны, а также из характеристик на рис. 5.

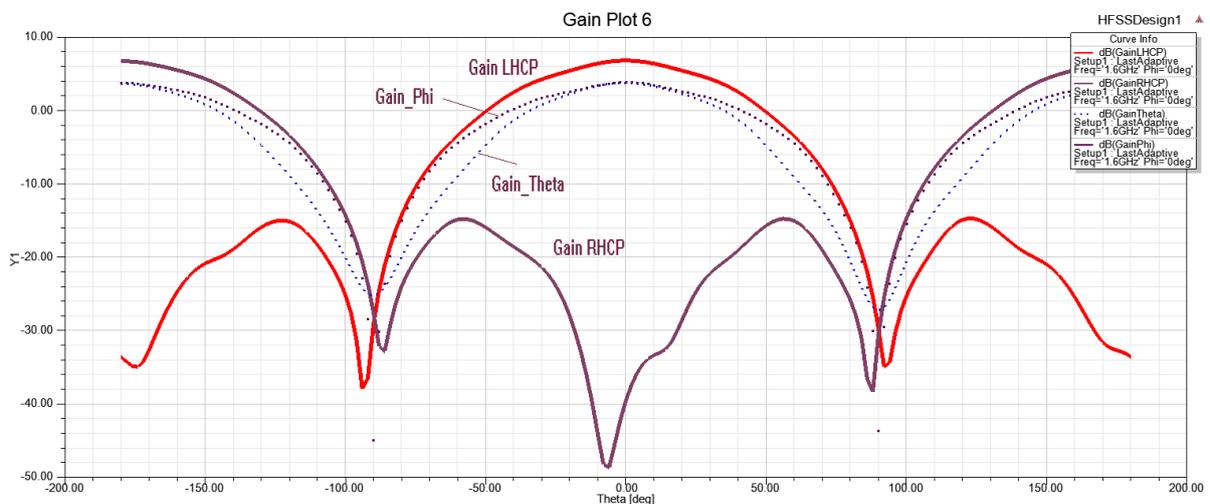


Рис. 5. Сечения ДН ПИ в прямоугольной системе координат, при возбуждении всех портов со сдвигом фаз 90° .

Графики на рис. 5 показывают, что антенна имеет левостороннюю круговую поляризацию, поскольку в секторе излучения от -90° до $+90^\circ$ значение излучения левосторонней поляризации LCHP значительно больше излучения правосторонней поляризации RCHP.

Рассчитанный коэффициент эллиптичности (КЭ) как функция угла места θ показан на рис. 6. Видно, что в пределах главного луча (θ от -40° до 40°) антенна имеет КЭ, близкий к единице.

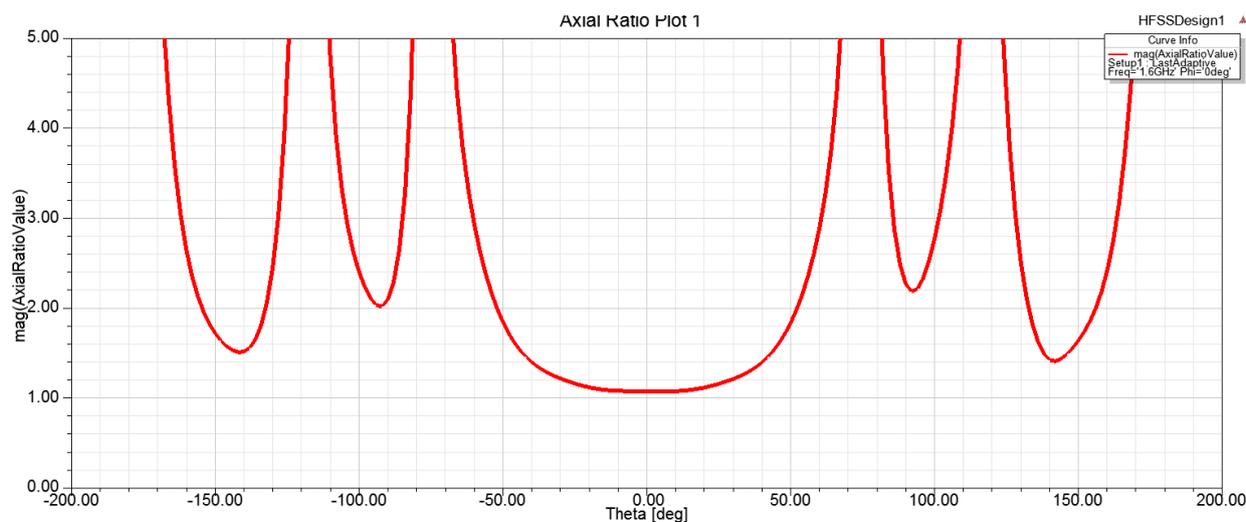


Рис. 6. КЭ настроенного ПИ.

В ходе настройки ПИ были выбраны его параметры, обеспечивающие согласование портов с сопротивлением 100 Ом по уровню обратных потерь -10 дБ в полосе частот 70 МГц с центральной частотой 1.6 ГГц. Из опыта проектирования ПИ известно, что входной импеданс на центральной частоте обычно имеет индуктивный характер. Поэтому для достижения согласования последовательно с портами нужно поставить емкость порядка 0.5-2 пФ.

Таким образом, на первом этапе моделирования четырехпортовой антенны была выполнена настройка ПИ так, что реальная часть входного импеданса по каждому из портов равна 100 Ом. Расчеты на этапе настройки выполнены в HFSS ANSYS методом конечных элементов. Частотные характеристики S-матрицы 4x4 антенны сохраняются в файле Touchstone с расширением *.s4p.

2. Проектирование фазораспределительных цепей четырехпортового ПИ

Для того, чтобы спроектировать структуру, возбуждающие четыре порта ПИ со сдвигом фаз в 90° , используем схематическое и топологическое представления направленного ответвителя (квадратного моста) в программе HFSS Schematic. Схематическое и топологическое представление СВ показаны на рис. 7а и 7б. Схема содержит 3 дБ шлейфный направленный ответвитель (НО), два синфазных равноамплитудных делителя мощности на два канала и фазосдвигатели в виде отрезков микрополосковых линий передачи. Схема имеет один порт с импедансом 50 Ом и четыре порта с импедансами 100 Ом. Для создания схемной модели СВ, включим в нее стандартный элемент «Coupler» (направленный ответвитель). По этой модели (рис. 7а) в программе HFSS ANSYS можно сгенерировать топологию, показанную справа на рис. 7б.

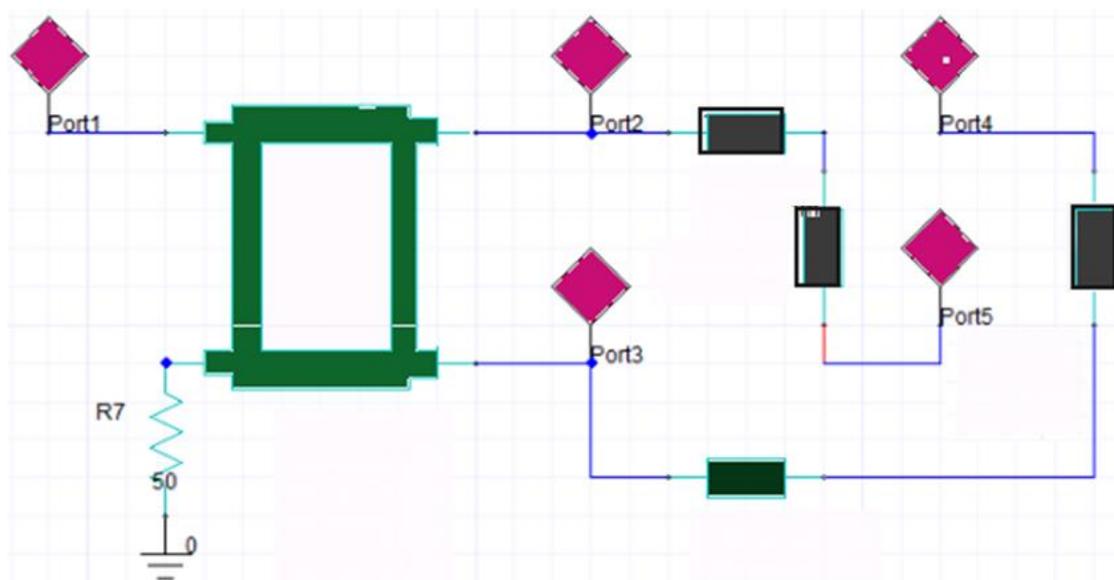


Рис. 7а. Схема, в которую входит «квадратный мост», включенный между 3-мя портами и нагруженный на 4 порта антенны через фазосдвигающие цепи (2 вариант).

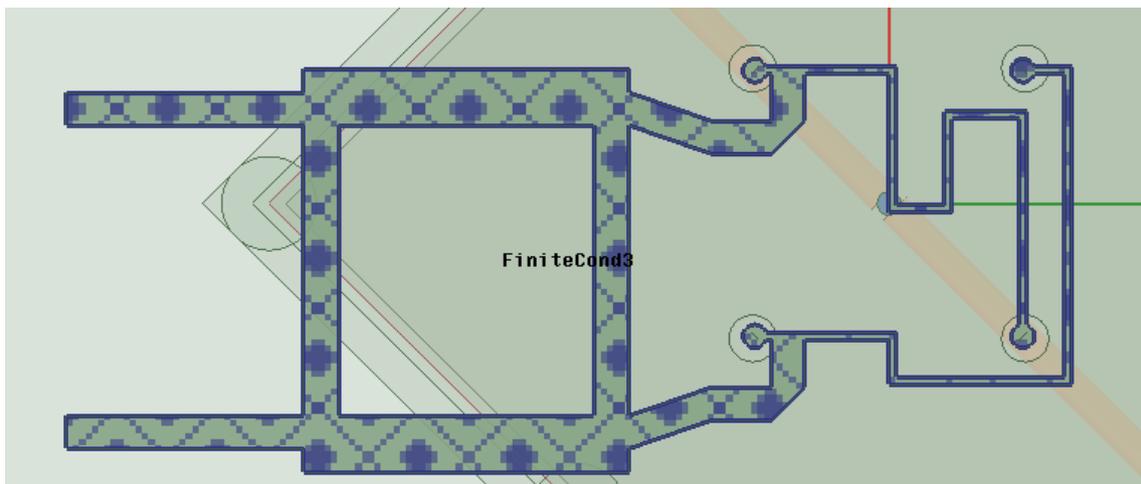


Рис. 76. Топологическая структура антенны совместно с топологическим представлением фазосдвигающей цепи (3 вариант).

Полосковые проводники СВ лежат на нижней поверхности подложки и присоединены к портам ПИ через перемычки.

Используя программу TXLine [7] найдем, что на подложке толщиной 1.5 мм с $\epsilon = 4.4$ (стеклотекстолит) ширина линии с характеристическим сопротивлением 50 Ом равна 2.88 мм, а с характеристическим сопротивлением 100 Ом равна 0.62 мм. Эти линии показаны на рис. 76, где все порты антенны 100 омные, и к 4-му порту НО подключено сопротивление 50 Ом. Комплексные коэффициенты передачи от 1 ко 2-му и 3-му портам показаны на рис. 8 в виде диаграммы Смита.

Частотные зависимости модулей и фаз коэффициентов передачи S_{21} и S_{31} в прямоугольной системе координат показаны на рис. 8. Видно, что модули коэффициентов передачи равны примерно -3 дБ, а фазовый сдвиг сигналов, в портах 2 и 3 около 90° .

Точная настройка фазовых сдвигов между сигналами в выходных портах получается путем оптимизации длин линий, соединяющих выходы НО и с портами. В результате оптимизации параметров схемы комплексные коэффициенты передачи на диаграмме Смита имеют вид, показанный на рис. 8.

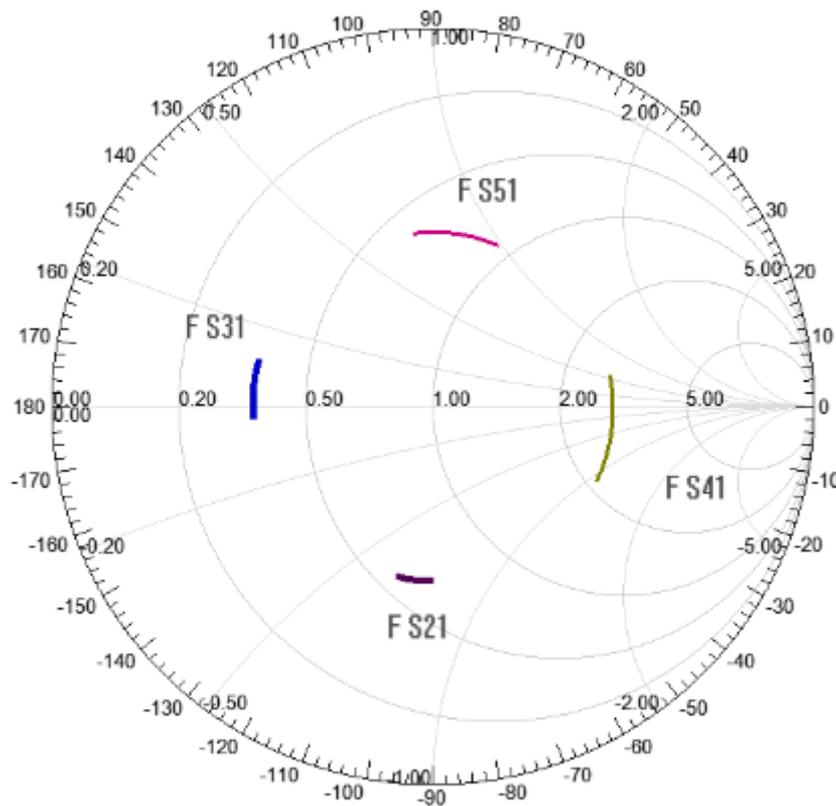


Рис. 8. Комплексные коэффициенты передачи от общего входа к четырем входам пач-антенны на диаграмме Смита.

Из рис. 8 видим, что модули коэффициентов передачи от входного порта к портам 1-4 близки к 0.5, а фазы сдвинуты на 90° .

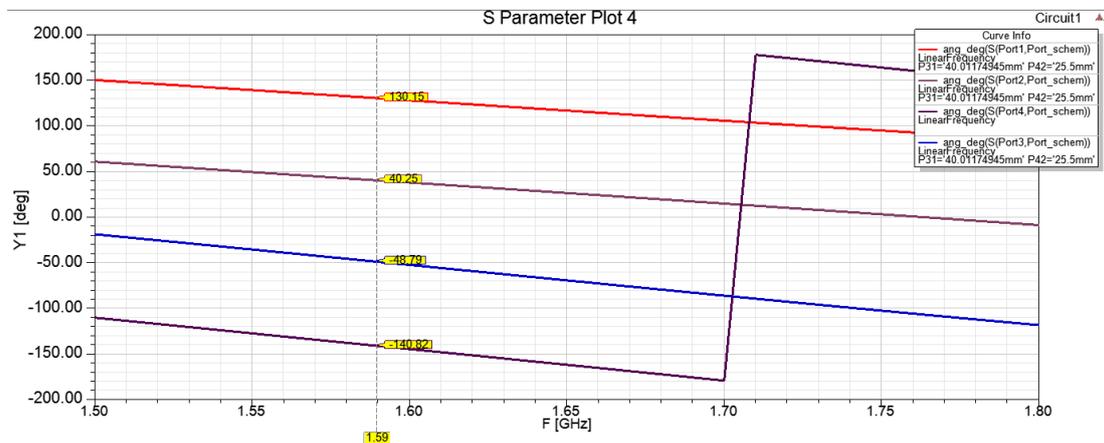


Рис. 9. Частотные характеристики фаз коэффициентов передачи фазосдвигающей схемы, включающей квадратный мост (направленный ответвитель).

Моделирование и оптимизация фазосдвигающей цепи, показанной на рис. 7б можно признать более точной, по сравнению с оптимизацией цепи рис. 7а, т.к. она учитывает размеры корпуса, ближние поля и влияние элементов структуры. С другой стороны, схематическое представление рис. 7а позволяет

быстрее оптимизировать схему и включать в нее нелинейные, а также паразитные элементы, влияющие на окончательные характеристики антенной структуры.

3. Полное ЭД моделирование ПА со схемой возбуждения

Этот этап моделирования многопортовой антенны будет заключаться в комбинированном решении задачи, когда часть структуры будет рассчитываться электродинамическим методом, а часть структуры методами теории цепей. В рамках гибридного моделирования, т.е. одновременного моделирования и оптимизации многопортовой антенны и схемы фазового распределения, можно рассмотреть три варианта:

Табл. 1. Варианты объединения схемы и 3D структуры.

	Гибридное моделирование	Характеристики метода
1	ЭД моделирование ПИ и СВ в виде трехмерной структуры в единой конструкции	Высокие затраты вычислительных ресурсов
2	Включение ЭД модели антенны в схемотехническую модель СВ	Низкие затраты вычислительных ресурсов. Возможность включить в схему нелинейные и дискретные элементы.
3	Включение схемной модели СВ в ЭД модель ПИ	Низкие затраты вычислительных ресурсов. Возможность расчета характеристик излучения с учетом характеристик СВ

Очевидно, что каждый из этих подходов к гибриднему моделированию имеет преимущества и недостатки.

Рассмотрим 1 метод – полную структуру, включающую ПИ, перемишки и СВ. В этом случае СВ собирается на подложке, имеющий общий с ПИ экран (рис. 10). Соединение СВ с ПИ осуществляется при помощи четырех металлических перемишек, проходящих через отверстия в подложке.

дальнего поля – сечения ДН, рассчитанной в единой конструкции антенны вместе со схемой возбуждения, показаны на рис. 12.

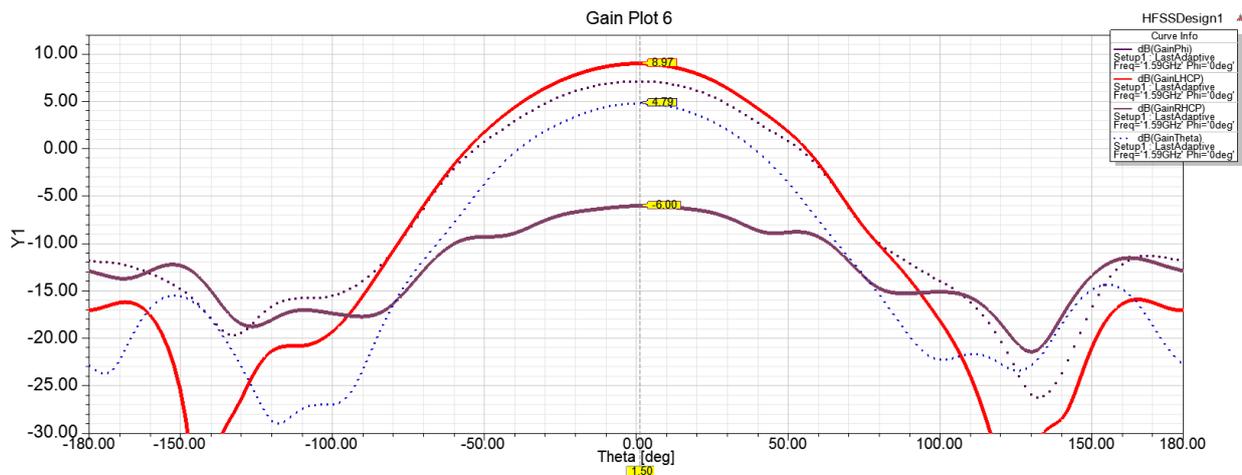


Рис. 12. Сечения ДН ПА, включающей СВ.

Токи на проводниках СВ, а также токи на поверхности ПИ, в режиме анимации, т.е. при изменении фазы возбуждающего генератора, подключенного к порту 1, показывают, что антенна имеет круговую поляризацию. Степень круговой поляризации можно видеть на рис. 13, на котором показана зависимость КЭ от угла θ в сечении $\varphi = 0$.

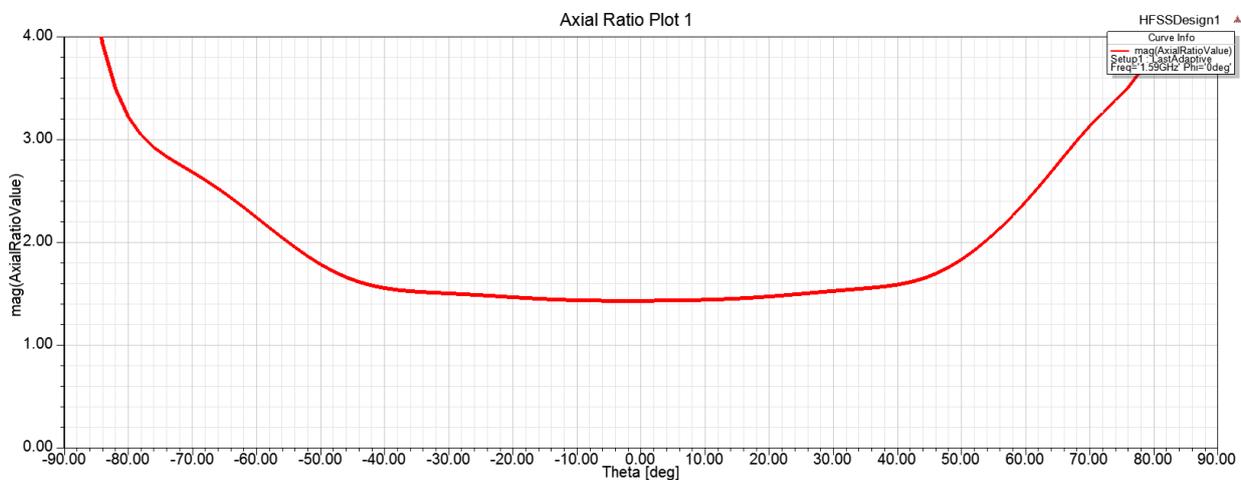


Рис. 13. КЭ ПА интегрированной с СВ.

Итак, в этом разделе мы выполнили моделирование полной 3D структуры четырехпортовой пач-антенны. Этот расчет в общем случае требует значительных вычислительных затрат, поскольку сетка разбиения в методе конечных элементов задается по самым сложным структурам, к которым можно отнести фазораспределительную структуру СВ. Этот расчет будем

считать полным тестовым расчетом и именно его результаты будем сравнивать с подходами 2 и 3, указанными в Табл.1.

4. Включение ЭД модели ПИ в схемотехническую модель СВ

Рассмотрим случай гибридного моделирования согласно разделу 2 табл.1. В этом случае 3D структура четырехпортового ПИ (в виде рассчитанных S -параметров) включается в схему, показанную на рис.14, и решение выполняется в программе HFSS Schematic. В этом случае можно выполнить линейный анализ, нелинейный анализ, анализ переходного процесса и расчет спектра во всех узлах схемы, используя метод гармонического баланса. В этой схеме показан четырехпортовый блок, поле в котором было рассчитано методом конечных элементов (раздел 1) и записывается в файл в виде таблицы S - параметров во всем диапазоне частот. Эта матрица S - параметров учитывает влияние ближнего ЭМ поля.

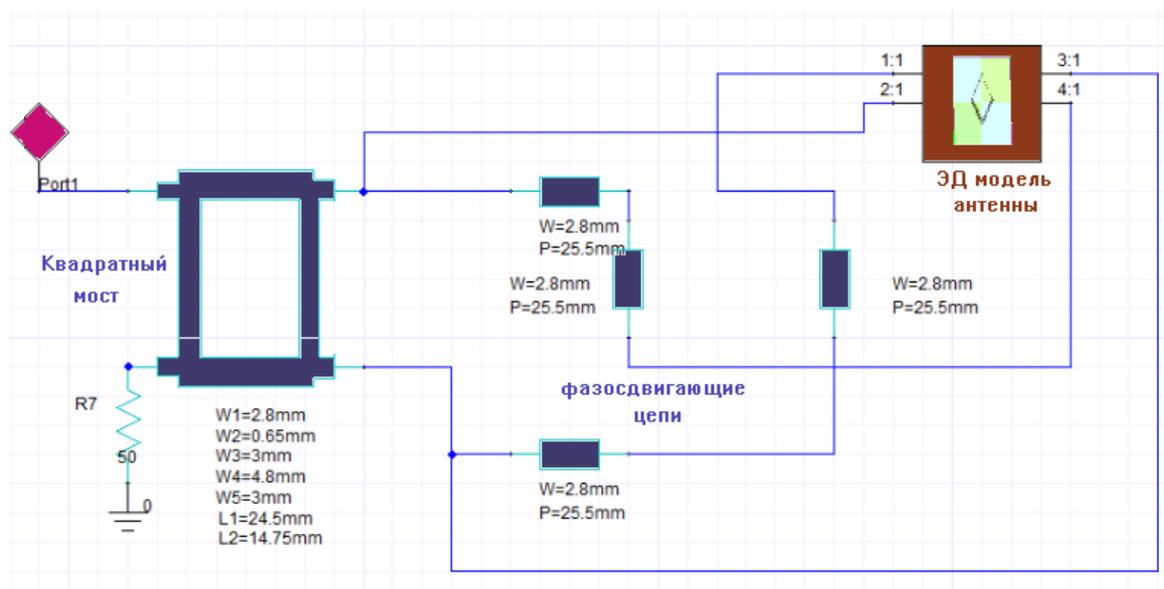


Рис. 14. Схема, в которую включен 4-х портовый ПИ в виде СВЧ многополюсника.

Схема на рис. 14 создается с помощью схемы 7а, к портам которой присоединяется ЭД модель ПИ в виде четырехпортовой структуры с рассчитанными S -параметрами. (2-й вариант по табл. 1). В результате расчета схемы рис. 14 получаем частотную характеристику модуля коэффициента

отражения $|S_{11}|$ (рис. 15), а также частотные зависимости действительной и мнимой частей входного импеданса (рис. 16).

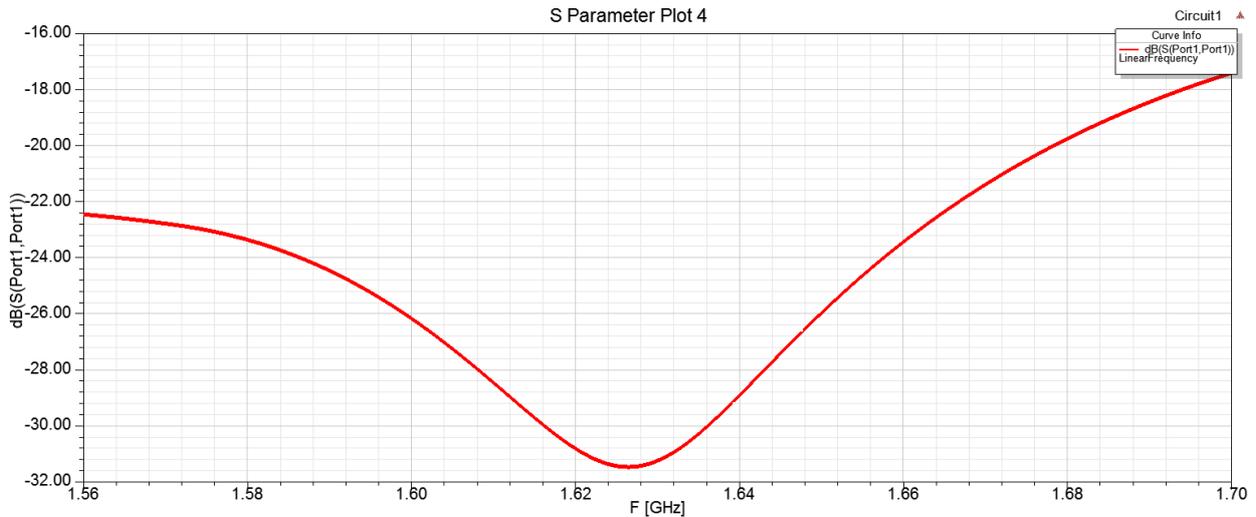


Рис. 15. Частотная характеристика коэффициента отражения $|S_{11}|$ по входу схемы, включающей квадратный мост и фазосдвигающие линии.

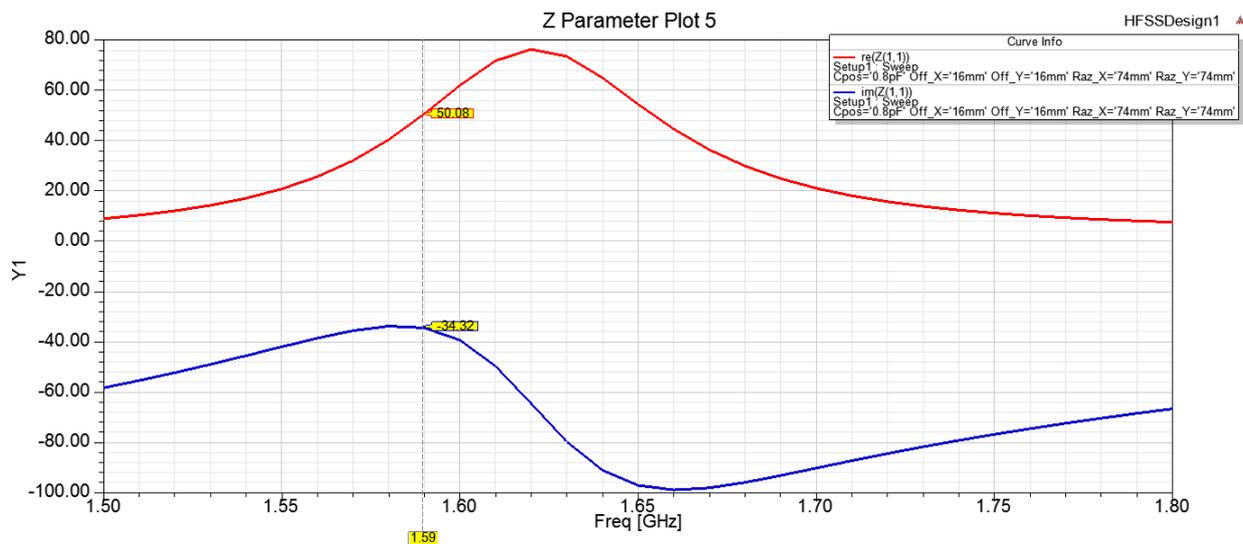


Рис. 16. Реальная и мнимая части входного импеданса антенны.

5. Включение модели СВ в ЭД модель ПИ

Этот метод (вариант 3 из Табл.1) реализуется в программе 3D HFSS добавлением к ЭД структуре схемы в виде рассчитанных S -параметров многополосника. Это подключение выполняется в HFSS Circuits по команде включения «Circuits Element». Таким образом, оптимизированная пятипортовая СВ (рис. 17) добавляется к 3D структуре.

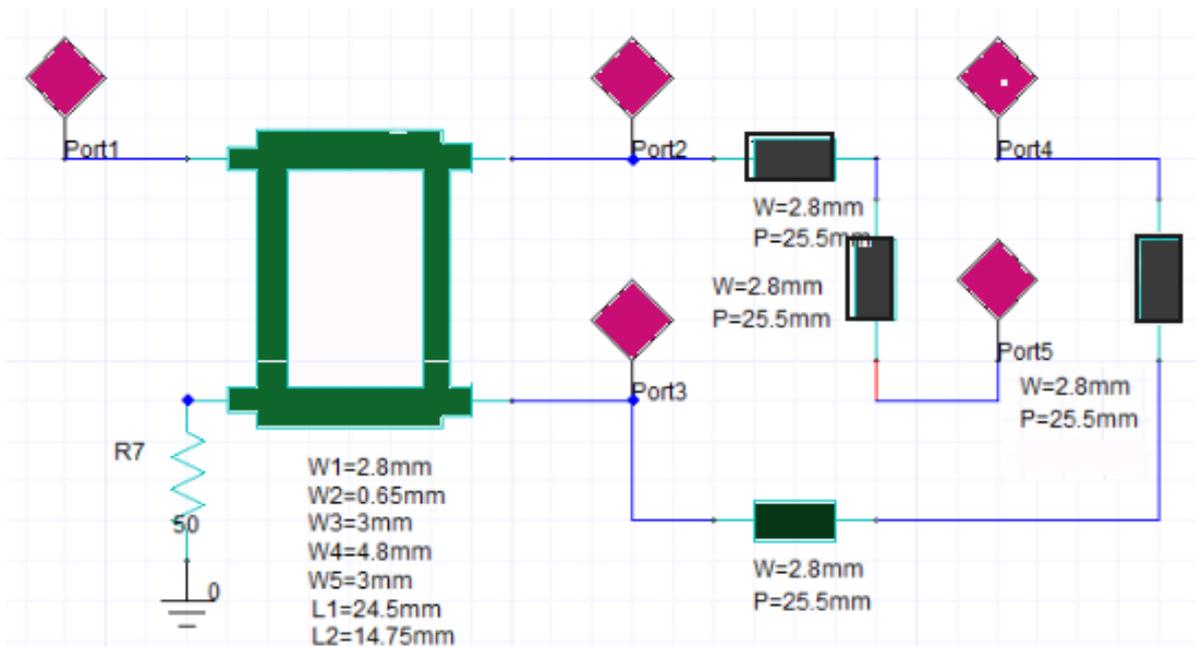


Рис. 17. Схемотехническая модель СВ, которая внедряется в 3D модель ПИ.

Частотная зависимость коэффициента отражения ПА для данного способа моделирования представлена на рис. 18. Также мы получаем возможность рассчитать характеристики ПА в дальней зоне. Как и в методе 1 (Табл.1) в этом случае рассчитываются и выводятся токи на поверхности антенны (рис. 18).

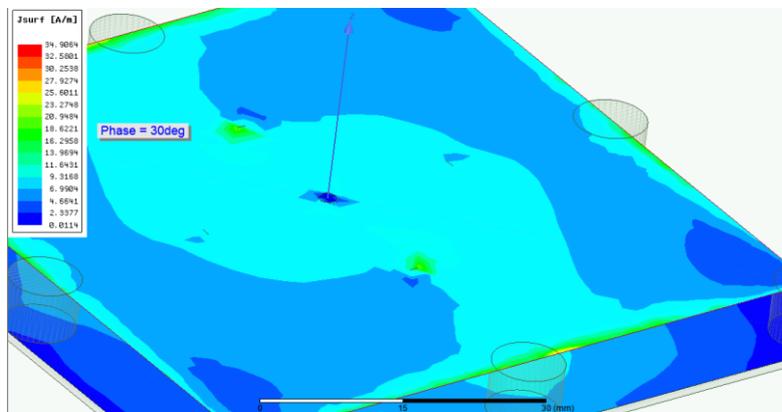


Рис. 18. Токи на поверхности ПИ, которые показывают, что антенна возбуждает поле с круговой поляризацией.

Распределение тока на поверхности антенны (рис. 18) в режиме анимации показывает, что антенна демонстрирует поляризацию близкую к круговой. Характеристики излучения (сечения ДН, рис. 19), и зависимость КЭ (рис. 20) показывают их близость к характеристикам, которые получены в расчете четырехпортового ПИ (рис. 5), возбуждаемого дискретными портами.

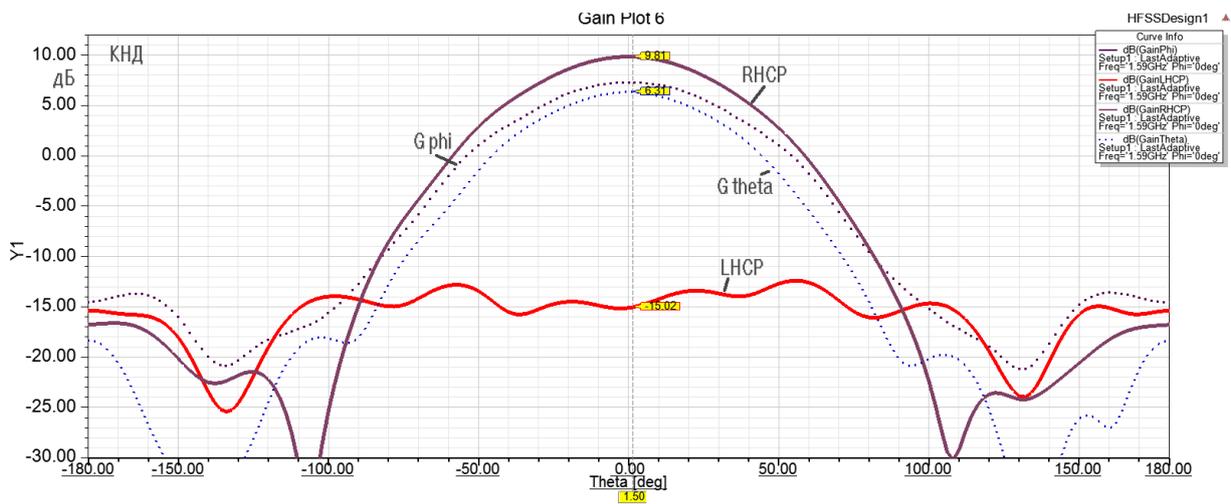


Рис. 19. Сечения ДН ПА интегрированной со СВ.

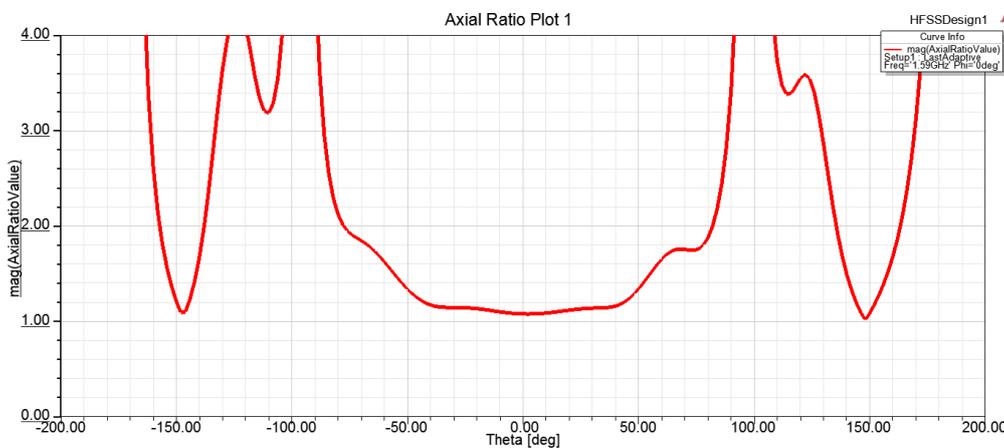


Рис. 20. КЭ ПА круговой поляризации интегрированной со СВ.

6. Экспериментальное исследование ПА

На рис. 21 показан образец ПА. Изменение точек включения четырех портов позволяет подстроить антенну и согласовать с СВ.

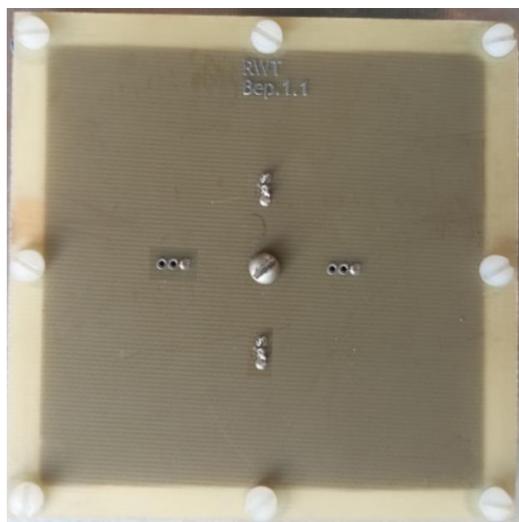


Рис. 21. ПА круговой поляризации.

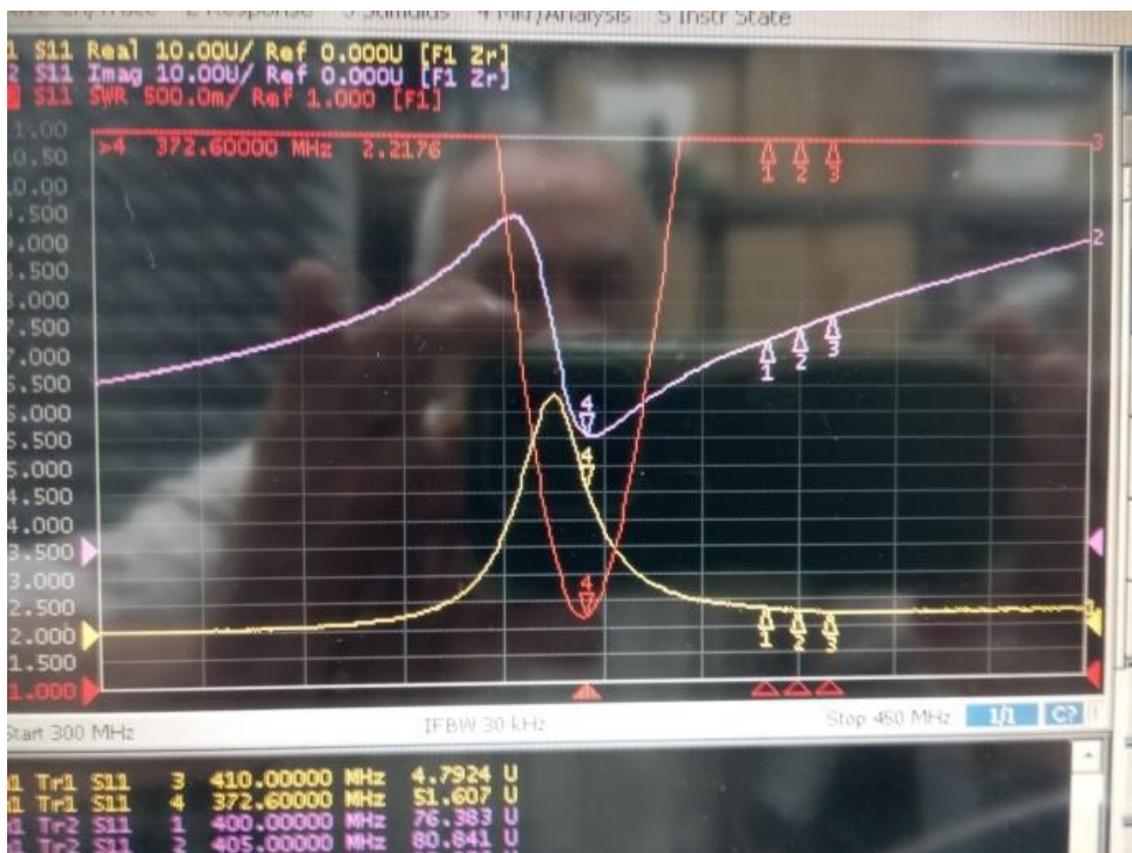


Рис. 22. Измеренная ЧХ КСВ, а также реальной и мнимой составляющей входного импеданса по каждому порту четырехпортового ПИ.

Схема возбуждения выполнена на подложке из стеклотекстолита $\epsilon = 4.4$ толщиной $h = 1.5$ мм. Расстояние от нижнего экрана до верхнего проводника ПИ 6 мм. Верхний проводник расположен на подложке из стеклотекстолита, которая поддерживается восемью капролоновыми стойками. На рис. 22 показана измеренная частотная зависимость коэффициента отражения ПА. На рис. 23 показаны ее ДН по правой РНС и левой круговой поляризациям ЛНС. Коэффициент эллиптичности K_e ухудшается до -3 дБ в пределах $\pm 50^\circ$.

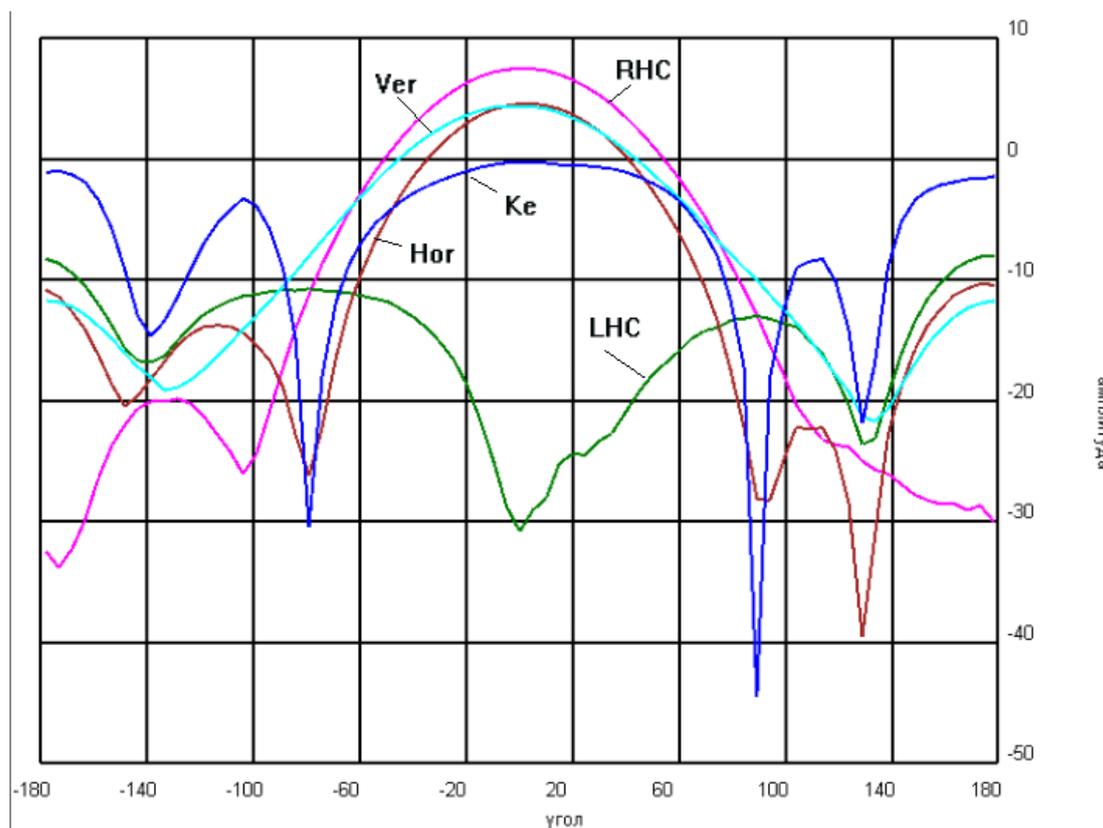


Рис. 23. Сечения диаграммы направленности четырехпортовой ПИ.

Измеренные характеристики дальнего поля (рис. 23) согласуются с рассчитанными (рис. 12,19) с точностью 1-2 дБ.

Внедрение электродинамических методов в процесс проектирования сложных многопортовых излучающих СВЧ систем открывает широкие возможности как в плане физической наглядности результатов расчета, так и учета явлений, которые не поддаются простому объяснению. В данной работе демонстрируется новый гибридный подход при проектировании антенны совместно с системой фазового распределения входного сигнала. Сопоставление разных методов моделирования является важным моментом при использовании этого нового подхода.

При решении этой задачи применяются различные методы – как методы теории цепей, которые на протяжении многих десятилетий выполняли роль лидирующего инструмента разработчика СВЧ устройств, а также методы электродинамического моделирования – решения уравнений Максвелла и получение поля в сложной структуре многослойной многопортовой антенны. В данной работе показано, как в ЭД структуру можно внедрить дискретные

компоненты, чипы, транзисторы, а также компоненты с распределенными параметрами – микрополосковые, полосковые линии и линии сложной конфигурации.

Заключение

С развитием мобильной и космической связи становится необходимым создать антенны миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн, объединенные с объемными интегральными структурами (ОИС) с внедренными в них активными элементами.

К настоящему времени показано, что точность численного расчета с помощью САПР СВЧ, типа HFSS ANSYS, совпадает с точностью эксперимента, а может даже «превосходить» их (имеется в виду, что в численном эксперименте можно строго учесть мультифизические характеристики, в условиях при которых выполняется реальная работа проектируемого прибора). Это объясняется тем, что учет ЭМ полей добавляет в точность расчета обратные и взаимные связи в многокаскадной структуре. Комбинированный мультифизический расчет позволяет рассчитать шумовые и нелинейные характеристики ТУ СВЧ с учетом поля. Учет электромагнитного поля значительно изменяет ситуацию для получения точных характеристик ОИС. Так, ЭМ поля могут привести к генерации усилителя, если поля, излучаемые на выходе, возбуждают вход активного прибора. Электродинамический подход позволяет выполнить и оптимизировать антенну-фильтр произвольной формой. Оптимизация с использованием гибридных подходов позволяет получить активную антенну-фильтр с произвольной конфигурацией.

Основным методом для решения сложных радиотехнических задач является метод декомпозиции общей задачи на отдельные задачи. При декомпозиции часть компонентов моделируются, используя матричный анализ, метод гармонического баланса, а электродинамическая часть излучающей структуры считается, используя методы теории поля.

Благодарность. Авторы приносят признательность российским ученым, внесшим значительный вклад в теории проектирования антенн, д.т.н. Калошину В.А. и д.т.н. Когану Б.Л., способствующих внедрению САПР СВЧ в процесс проектирования современных антенных систем.

Литература

1. Банков С.Е., Давыдов А.Г., Курушин А.А. Расчет квадрифилярной антенны. // Современная электроника № 7, 2007, стр. 54-57.
2. Microwave and Millimeter Wave Circuits and Systems Emerging Design, Technologies, and Applications. Editors Apostolos Georgiadis, Hendrik Rogier, Luca Roselli, Paolo Arcioni, 2013, John Wiley & Sons, p.552.
3. Банков С.Е., Грибанов А.Н., Курушин А.А. Электродинамическое моделирование антенных и СВЧ устройств с использованием FEKO. -М.: One Book, 2013, 423 с.
4. Ultra-Small Ceramic Power Splitter/Combiner. – [http://www/minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)
5. Guillermo Gonzalez. Microwave Transistor Amplifiers. Analysis and Design.1997, John Wiley & Sons, p.506.
6. Калошин В.А., Мартынов Е.С., Скородумова Е.А. Исследование характеристик поликонической антенны в широкой полосе частот // Радиотехника и электроника – 2011, Т. 56 №9, С. 1094-1098.
7. Курушин А.А. Гибридное моделирование СВЧ структур в HFSS ANSYS. –М.: СОЛОН-Пресс, 180 с.

Для цитирования:

Банков С.Е., Курушин А.А. Гибридное моделирование многослойной четырехпортовой печатной антенны с круговой поляризацией // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №.5. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.5.5>