

УДК 621.396.67

МАЛОГАБАРИТНЫЕ ПЕЧАТНЫЕ АНТЕННЫ КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

С. Е. Банков¹, А. Г. Давыдов², К. Б. Папилов¹

¹ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, ²МКБ Компас

Получена 6 июля 2010 г.

Аннотация. Рассматриваются две малогабаритные печатные антенны круговой поляризации. Миниатюризация антенн достигается за счет использования многослойной конструкции. Представлен качественный анализ собственных колебаний печатных антенн методом симметрии. Излагаются результаты численного исследования антенн с разными схемами питания: одно-, двух-, трех- и четырехэлементными. Приводятся результаты экспериментального исследования печатных антенн.

Ключевые слова: печатная антенна, круговая поляризация, многослойная антенна, миниатюризация.

1. Постановка задачи

Печатные антенны (ПА) находят широкое применение в различных радиоэлектронных устройствах и системах благодаря их миниатюрности и высокой технологичности [1]. Особое место среди них занимают антенны круговой поляризации. Интерес к ним обусловлен перспективами их использования в системах спутниковой навигации GPS, ГЛОНАСС, Galileo и т.д. Антенны круговой поляризации обычно отличаются от аналогичных антенн линейной поляризации большими габаритами и более сложными схемами питания [2].

В последнее время большую актуальность приобрела задача миниатюризации ПА [1]. Это связано с интенсивным развитием техники персональных радиоэлектронных систем, функционирующих в СВЧ диапазоне: мобильных телефонов, персональных навигаторов, систем беспроводного доступа в Интернет и т.д. Эти системы работают на частотах 1-2 ГГц.

Классические решения в области ПА, к которым относится, в первую очередь, полуволновая ПА (см. рис. 1) имеют максимальный габаритный размер a , приближенно определяемый следующим соотношением [3]:

$$a \approx \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon}}, \quad (1)$$

где λ - длина волны на рабочей частоте, ε - относительная диэлектрическая проницаемость материала, из которого выполнена ПА.

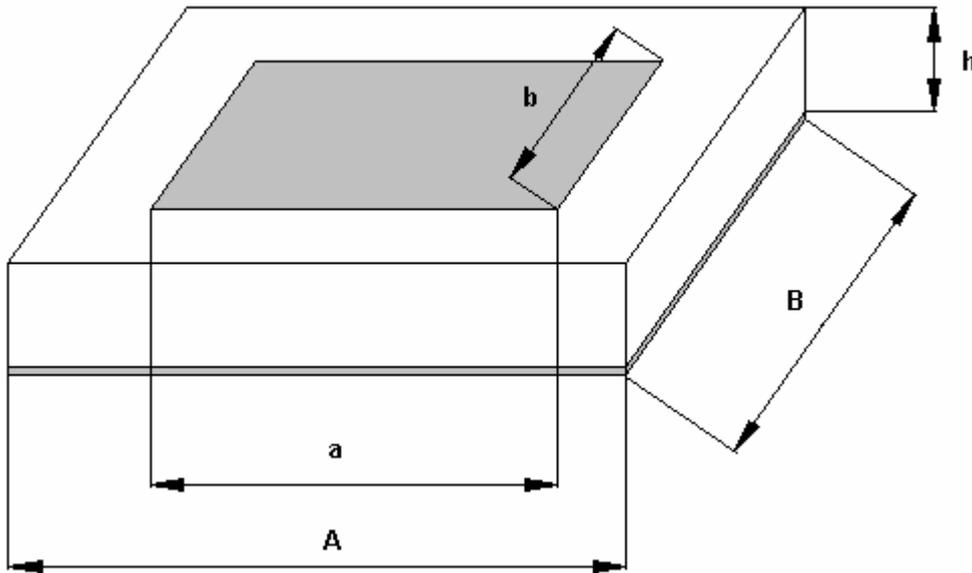


Рис. 1. Полуволновая ПА

На частотах 1-2 ГГц ПА с малой диэлектрической проницаемостью $\varepsilon=2-3$ имеют размеры порядка 70-100 мм, что недопустимо в большинстве перечисленных выше приложений. Соотношение (1) показывает один из возможных путей миниатюризации ПА, который состоит в увеличении ε .

Другое направление миниатюризации ПА заключается в их «сворачивании». Можно выделить два разных способа сворачивания:

сворачивание в плоскости и многослойное сворачивание. Сворачивание в плоскости поясняется на рис. 2.

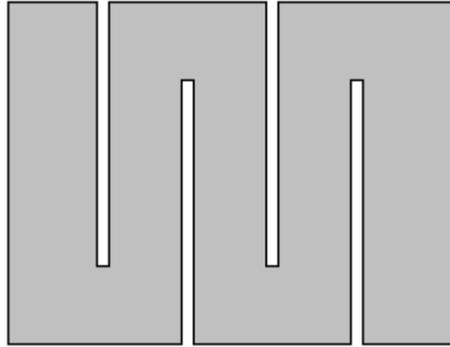


Рис. 2. ПА свернутая в плоскости

С помощью щелей, выполненных в проводнике ПА, удлиняется путь, который проходят токи от одной кромки проводника до другой [4]. При этом условие, связывающее размеры ПА с длиной волны и диэлектрической проницаемостью ϵ очень грубо можно записать следующим образом:

$$a + (n + 1)b = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon}}, \quad (2)$$

где n - число щелей, a, b - габаритные размеры полоскового проводника. Из формулы (2) нетрудно увидеть, что в данной конструкции габаритные размеры могут быть существенно уменьшены по сравнению с исходной ПА, показанной на рис. 1.

Многослойное сворачивание поясняется на рис. 3. Оно также сводится к удлинению пути протекания токов, однако в данном случае оно достигается за счет увеличения числа слоев, на которых расположены печатные проводники. Соотношение аналогичное (1), (2) теперь имеет следующий вид:

$$(a + h)n = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon}}, \quad (3)$$

где h - толщина слоя, n - число слоев.

Как следует из формул (2) и (3) в свернутых конструкциях увеличение диэлектрической проницаемости не является необходимым условием

уменьшения габаритов ПА, так как миниатюризация обеспечивается исключительно геометрической структурой антенны.

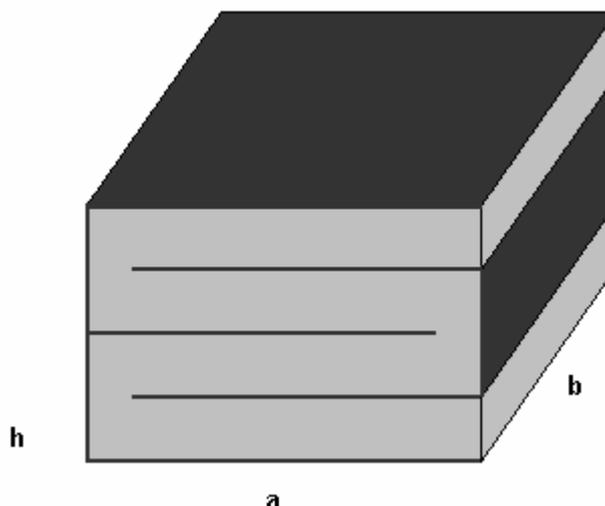


Рис. 3. Многослойная свернутая ПА

Миниатюрные ПА, построенные по принципу сворачивания в плоскости изучены достаточно хорошо (см. например [1]). Многослойные ПА с линейной поляризацией рассматривались в работе [5]. В данной работе исследуются многослойные ПА круговой поляризации. Их конструкции показаны на рис. 4 и 5. Позиции на рис. 4 и 5 показывают различные элементы ПА. Они имеют одинаковый смысл на обоих рисунках. Перечислим элементы ПА: 1 – нижний диэлектрический слой, 2 – верхний диэлектрический слой, 3 – нижний металлический слой, 4 – средний металлический слой, 5 – верхний металлический слой, 6 – перемычки, 7 – крестообразная щель.

Излучение в свободное пространство происходит из верхнего диэлектрического слоя 2 и верхнего металлического слоя 5. При этом тип излучающего элемента определяется формой верхнего металлического слоя 5, которую можно использовать для классификации ПА. Антенну, показанную на рис. 4, будем называть полосковой, а антенну, изображенную на рис. 5 щелевой.

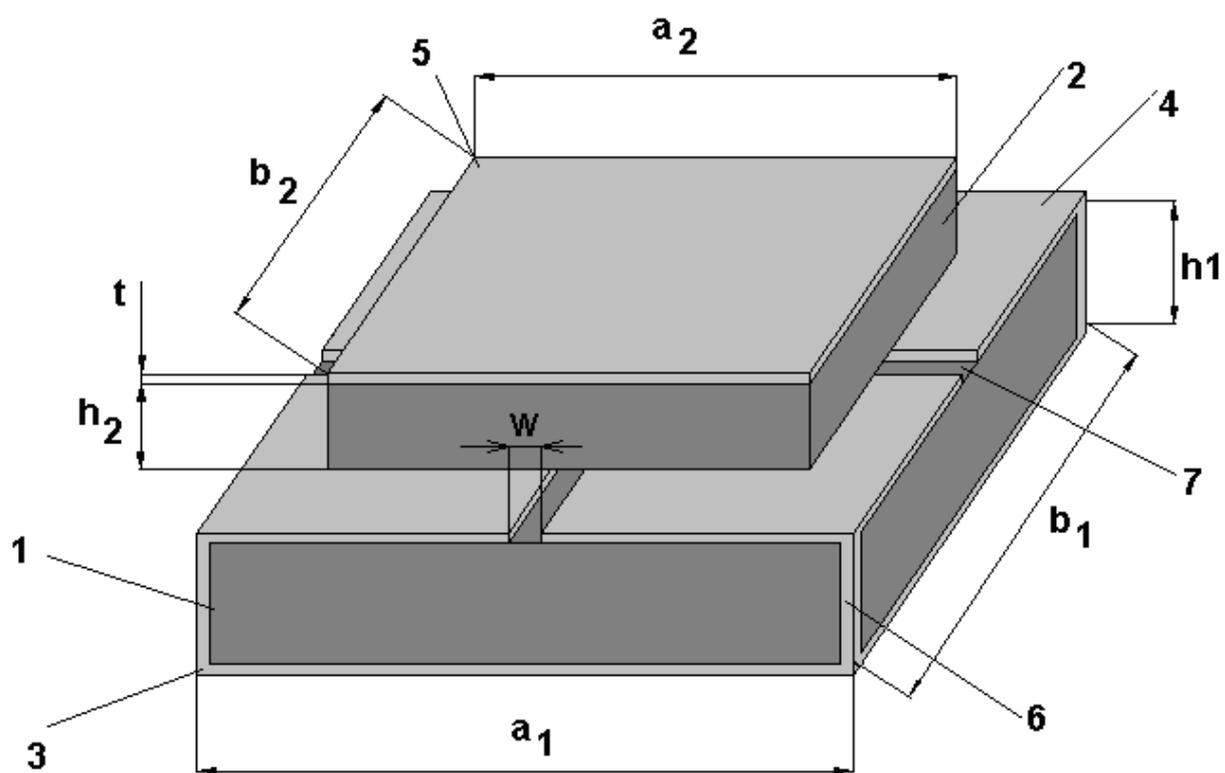


Рис. 4. Полосковая свернутая ПА

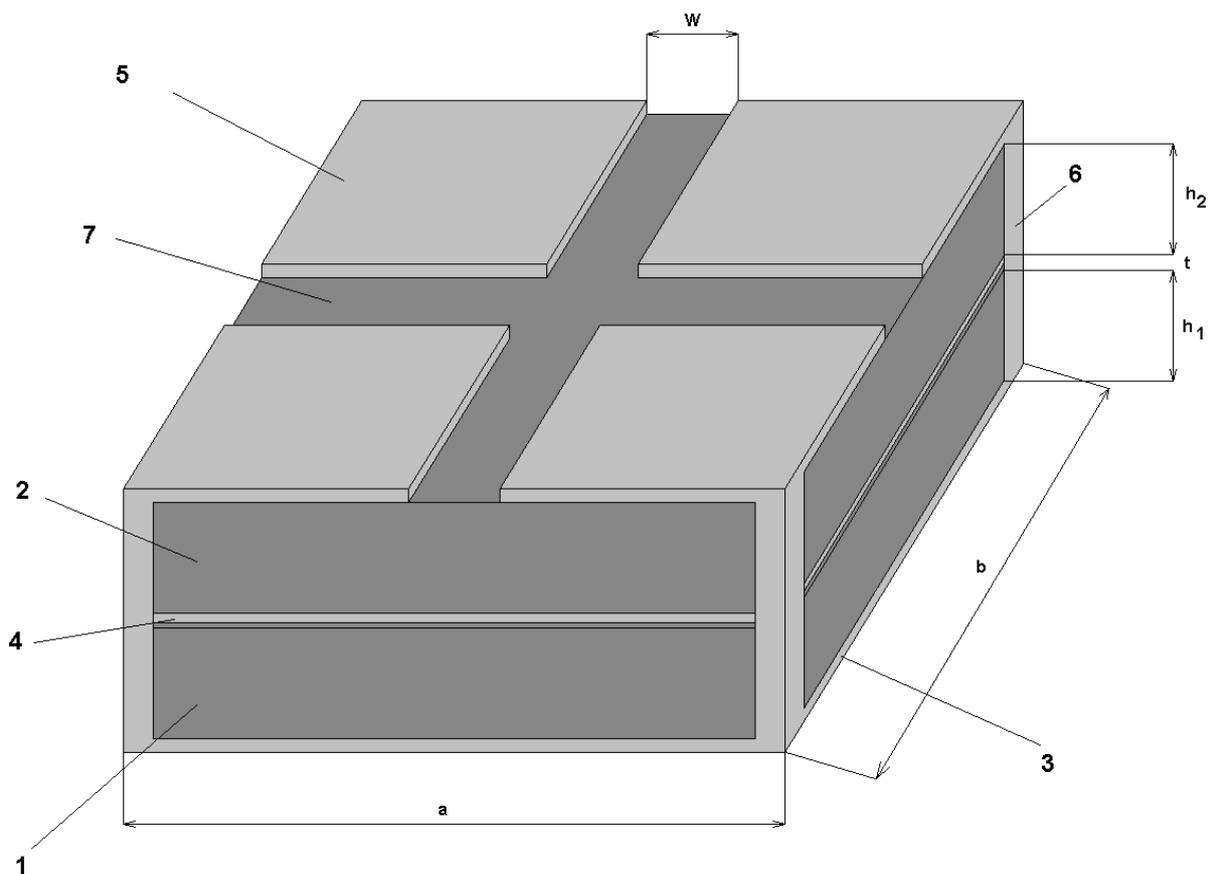


Рис. 5. Щелевая свернутая ПА

Антенны обоих типов имеют сходные принципы функционирования. Они представляют собой объемные резонаторы, в которых могут возбуждаться собственные колебания, излучающие в свободное пространство волны с ортогональными линейными поляризациями. Схема питания антенны обеспечивает возбуждение указанных колебаний с одинаковой амплитудой и сдвигом фаз $\pm 90^0$. В этом случае волны двух ортогональных линейных поляризаций формируют в свободном пространстве волну круговой поляризации.

Целью данной работы является исследование описанных выше антенн, их оптимизация и определение достижимых технических характеристик. Изучение ПА включает следующие этапы: анализ собственных колебаний ПА, построение феноменологической модели ПА, построение электродинамической модели ПА и ее численное исследование, экспериментальное исследование ПА.

2. Собственные колебания полосковой ПА

Для упрощения анализа будем рассматривать полосковую ПА, имеющую одинаковые размеры диэлектрических слоев: $a_1 = a_2$, $b_1 = b_2$, $h_1 = h_2$. Пусть также совпадают их диэлектрические проницаемости $\epsilon_{1,2}$. На рис. 6 показан средний металлический слой ПА, содержащий крестообразную щель. Будем рассматривать структуры, имеющие две плоскости симметрии, совпадающие с координатными плоскостями XOZ и YOZ.

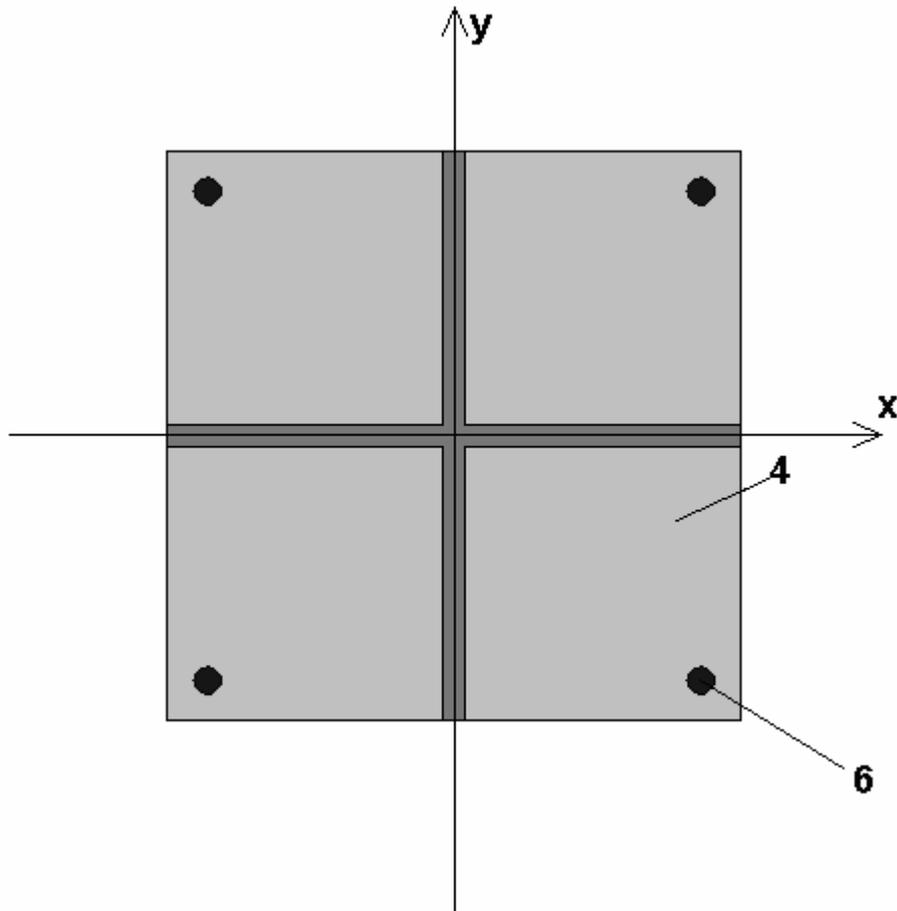


Рис. 6. Средний металлический слой полосковой свернутой ПА

Известно, что анализ симметричной структуры можно свести к анализу нескольких парциальных структур, которые получаются из исходной введением в плоскости симметрии идеальных стенок: электрической и магнитной [6]. Они характеризуются разными граничными условиями, которым удовлетворяет поле на их поверхностях. На электрической стенке равно нулю тангенциальное электрическое поле \vec{E}_τ , а на магнитной стенке тангенциальное магнитное поле \vec{H}_τ . Для электрической и магнитной стенок используют также названия E и H стенок.

Из-за наличия у ПА двух плоскостей симметрии ее анализ сводится к анализу четырех парциальных структур, изображенных на рис. 7. Каждая из них представляет собой двухслойный объемный резонатор со своим колебанием. С практической точки зрения наибольший интерес представляют

основные колебания, то есть колебания, имеющие наименьшие резонансные частоты. Назовем колебание структуры 1 (см. рис. 7) *EH* колебанием (символы в названии колебания показывают тип стенок, размещенных в плоскостях XOZ и YOZ). Аналогично структуры 2 – 3 имеют *HE*, *EE* и *HH* колебания.

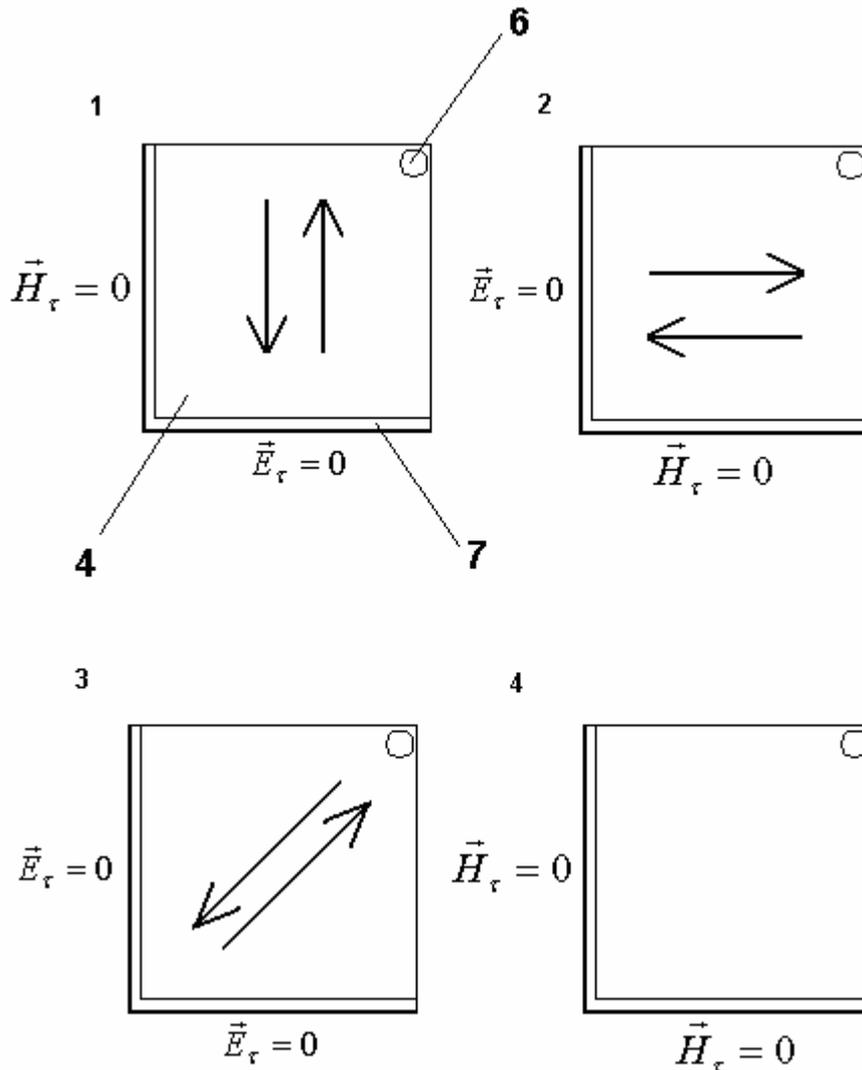


Рис. 7. Парциальные структуры полосковой ПА

Рассмотрим *EH* колебание. Его можно рассматривать, как результат переотражения Т – волн. Т – волны существуют в плоских волноводах, которые формируются диэлектрическими слоями с металлизированными поверхностями. Таким образом, каждая парциальная структура содержит два плоских волновода, расположенных один под другим и связанных через щель в

среднем металлическом слое. Режим функционирования щели существенно зависит от типа стенки, которая размещается на ее оси. Если стенка электрическая, то между краем щели и стенкой может создаваться разность потенциалов. В этом случае щель интенсивно возбуждается. В случае магнитной стенки разность потенциалов между краем щели и стенкой не возникает и щель не возбуждается. Поэтому связь между слоями может осуществляться исключительно через щель с электрической стенкой.

С учетом описанных выше особенностей щелевой связи можно сделать вывод, что в случае EH колебания работает горизонтальное плечо крестообразной щели. Оно возбуждается T – волнами, распространяющимися вдоль оси Oy , так как они имеют электрические токи, которые перпендикулярны горизонтальному плечу щели и поэтому эффективно его возбуждают. Схема перехода T – волны со слоя на слой поясняется на рис. 8. Отметим, что на нижнем слое расположена металлическая перемычка, играющая роль короткозамыкателя. Таким образом, T – волны переотражаются между указанной перемычкой и обрывом металлического проводника, расположенного верхнем слое диэлектрика. Обрыв проводника создает для T – волны условия, близкие к холостому ходу. Часть электромагнитной энергии излучается с обрыва проводника.

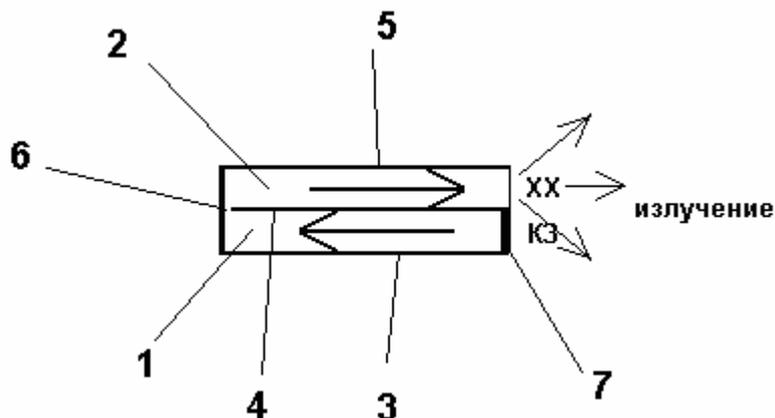


Рис. 8. К переходу T – волны со слоя на слой в полосковой свернутой ПА

Описанная выше схема формирования колебания позволяет рассматривать парциальную структуру 1 как четвертьволновый резонатор, имеющий на одном конце условия короткого замыкания, а на другом -холостого хода. На резонансной частоте его длина равна $\lambda/4\sqrt{\epsilon}$, где λ - длина волны в свободном пространстве, ϵ - относительная диэлектрическая проницаемость среды внутри резонатора. Из рис. 8 видно, что полная длина резонатора с учетом пути, который проходят T – волны на обоих слоях диэлектрика, равна a . Поэтому условия резонанса записываются следующим образом:

$$a = \lambda/4\sqrt{\epsilon}. \quad (1)$$

HE колебания является полным аналогом EH колебания за исключением того, что оно повернуто в плоскости XOY на 90^0 и длина эквивалентного четвертьволнового резонатора теперь равна b .

Колебания HE и EH являются рабочими колебаниями ПА. Вследствие того, что их поля повернуты на 90^0 , они излучают волны с ортогональными линейными поляризациями, которые при правильном их возбуждении (см. выше) формируют волну круговой поляризации.

Колебание EE может иметь резонансную частоту f_{ee} , близкую к частотам EH и HE колебаний: f_{eh} и f_{he} , так как T – волны в парциальной структуре 3 могут переходить со слоя на слой как через горизонтальное, так и через вертикальное плечо крестообразной щели. Можно предположить, что EE колебание будет излучаться слабее, чем рабочие колебания. Поэтому его добротность, обусловленная потерями на излучение, будет больше аналогичной добротности рабочих колебаний. Ниже мы подтвердим это предположение численными расчетами.

Существование третьего колебания с резонансной частотой, близкой к рабочей частоте существенно отличает рассматриваемую полосковую ПА от аналогичных печатных антенн круговой поляризации, в которых число основных колебаний ограничено двумя. Третье колебание может играть как положительную, так и отрицательную роль. Например, его можно использовать

для расширения полосы рабочих частот, связывая с HE и EH колебаниями. С другой стороны, неконтролируемое возбуждение EE колебания может искажать поле ПА и ухудшать ее характеристики. Одной из задач нашего исследования является изучение поведения EE колебания и возможностей управления его свойствами.

Последнее HH колебание не представляет интереса из-за того, что оба плеча крестообразной щели содержат магнитные стенки и поэтому связь плоских волноводов, расположенных на разных уровнях, невозможна. В этом случае объем резонатора резко уменьшается, вследствие чего резонансная частота HH колебания оказывается в несколько раз больше частот f_{eh} и f_{he} . Из-за указанного отличия резонансных частот HH колебание в рабочем диапазоне не возбуждается и не оказывает влияния на функционирование ПА.

3. Собственные колебания щелевой ПА

Аналогично разделу 2 могут быть рассмотрены собственные колебания щелевой ПА. Парциальные структуры щелевой ПА показаны на рис. 9. Схема движения T – волн поясняется на рис. 10. HE и EH колебания в щелевой ПА формируются аналогично колебаниям полосковой ПА за исключением того, что переход со слоя на слой происходит через край среднего металлического слоя, который не имеет контакта с перемычками, соединяющими нижний и верхний металлические слои. Условия резонанса для них совпадают с уравнением (1).

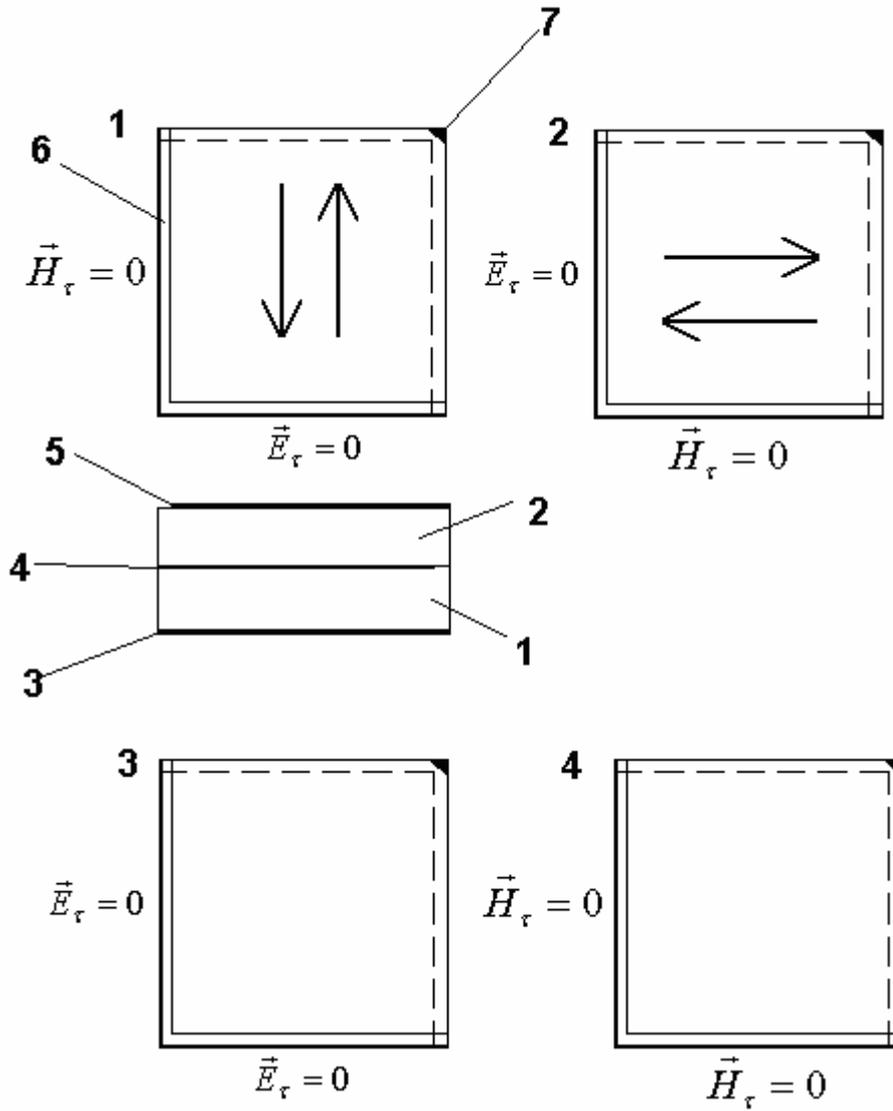


Рис. 9. Парциальные структуры щелевой свернутой ПА

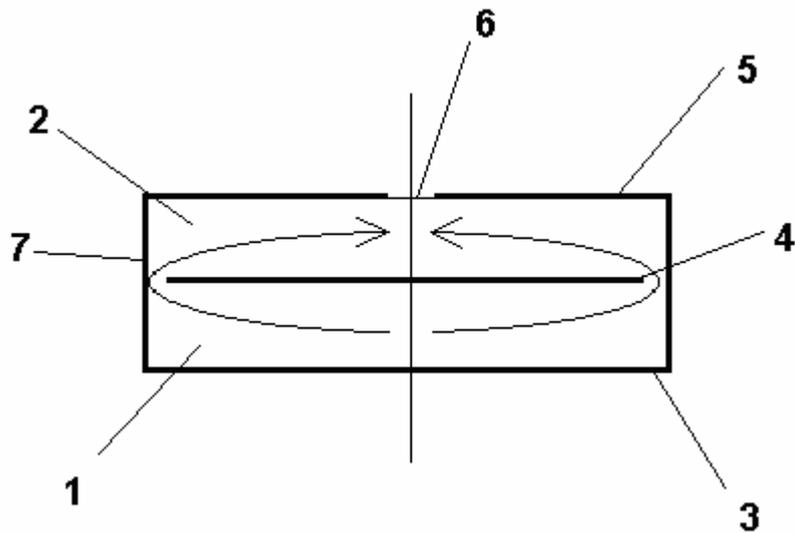


Рис. 10. К переходу Т – волны со слоя на слой в щелевой свернутой ПА

Колебание EE является нерабочим в отличие от полосковой ПА. Это отличие обусловлено тем, что теперь электрические стенки проходят непосредственно через металлические проводники, расположенные на поверхностях нижнего диэлектрического слоя. Они эффективно «закорачивают» нижний плоский волновод, в отличие от полосковой ПА, в которой электрические стенки проходили через крестообразную щель. Поэтому поле слабо проникает в нижний плоский волновод. Благодаря этому EE колебание слабо возбуждается элементом питания, расположенным на нижнем диэлектрическом слое. Кроме того, оно имеет резонансную частоту существенно больше частот f_{eh} и f_{he} , что обусловлено уменьшением объема, в котором существует поле EE колебания.

Последнее HH колебание имеет поле аналогичное полю конденсатора, образованного двумя металлическими проводниками: средним металлическим слоем и соединенными перемычками нижним и верхним металлическими слоями. Расчеты показывают, что в большинстве случаев резонансная частота HH колебания сильно отличается от частот f_{eh} и f_{he} и поэтому оно не влияет на работу ПА. Таким образом, можно сделать вывод о том, что щелевая ПА по спектральному составу основных колебаний близка к традиционной микрополосковой антенне.

4. Эквивалентные схемы рабочих колебаний

Представленный в разделах 3 и 4 анализ собственных колебаний ПА позволяет нам предложить эквивалентные схемы, которые поясняют механизм формирования основных колебаний (см. рис. 11 и 12). Схема на рис. 11 соответствует полосковой ПА, а на рис. 12 щелевой. Поставим плоским волноводам в соответствие линии передачи с постоянными распространения $\mathcal{U}_{1,2}$ и характеристическими сопротивлениями $Z_{1,2}$.

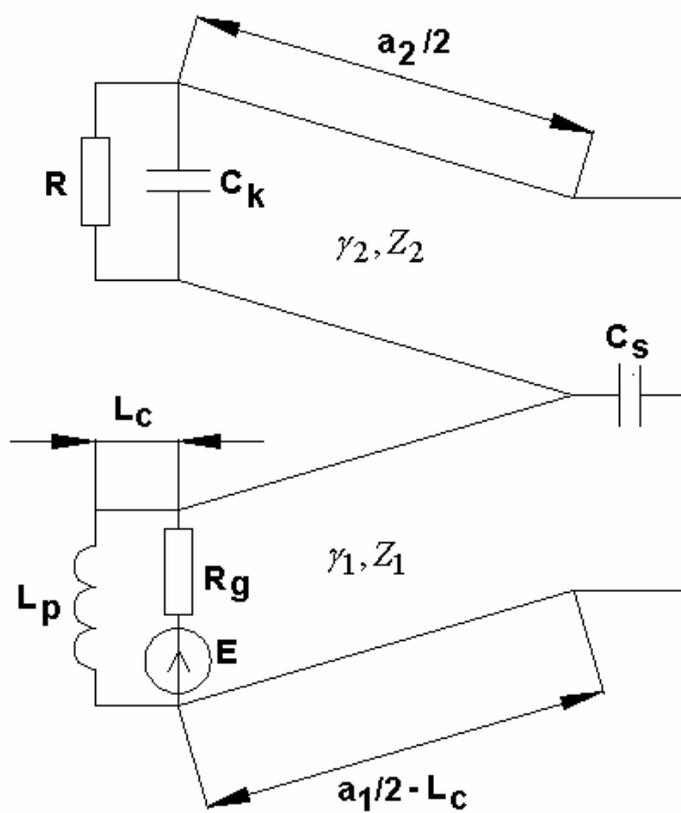


Рис. 11. Эквивалентная схема полосковой свернутой ПА

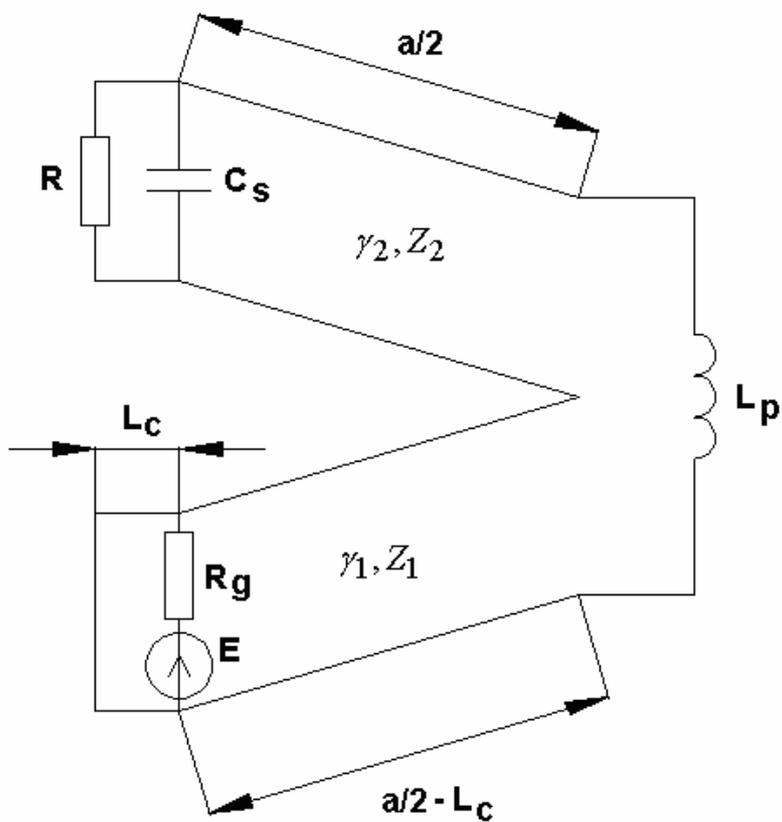


Рис. 12. Эквивалентная схема щелевой свернутой ПА

Индексы 1 и 2 соответствуют нижнему и верхнему волноводам. Для определенности будем рассматривать EH колебания, в которых распространение T – волн происходит вдоль стороны ПА с длиной a (в случае полосковой ПА стороны на нижнем и верхнем слоях могут иметь разные длины $a_{1,2}$). Отметим, что постоянные распространения $\gamma_{1,2}$ определяются соотношением:

$$\gamma_{1,2} = k \sqrt{\epsilon_{1,2}}, \quad (2)$$

где k - волновое число свободного пространства. Характеристическое сопротивление линии передачи, соответствующей плоскому волноводу, может быть приближенно описано следующим соотношением:

$$Z = \frac{W_0 h}{\sqrt{\epsilon b}}, \quad (3)$$

где W_0 - волновое сопротивление свободного пространства, ϵ - относительная диэлектрическая проницаемость волновода, h , b - его высота и ширина.

В эквивалентные схемы введены источник напряжения E с внутренним сопротивлением R_g , которые моделируют элемент возбуждения ПА штыревого типа. Сопротивление R_g равно характеристическому сопротивлению линии передачи, подключенной к металлическому цилиндру (штырю). В более полном варианте последовательно с источником напряжения можно включить индуктивность, которая учитывает реактивный импеданс штыря.

Индуктивности L_p (см. рис. 11 и 12) учитывают реактивное сопротивление перемычек, соединяющих металлические слои. Конденсаторы C_s учитывают емкостное сопротивление щелей. В случае полосковой ПА речь идет о щели связи, выполненной в среднем металлическом слое. В случае щелевой ПА щель играет роль излучающего элемента. Она выполнена в

верхнем металлическом слое. Конденсатор C_k описывает концевую емкость, возникающую на обрыве проводников верхнего плоского волновода (см. рис. 4). Сопротивления R , включенные параллельно емкостям C_s и C_k , учитывают потери энергии, обусловленные излучением в свободное пространство. Точка включения элемента возбуждения определяется параметром L_c . Меняя его, можно обеспечить согласование ПА с внешней линией передачи.

Для ПА с размерами много меньшими длины влияние реактивных элементов эквивалентной схемы незначительно. В этом случае можно считать, что сопротивление конденсаторов бесконечно, а индуктивностей равно нулю. Тогда из рис. 11 и 12 видно, что эквивалентные схемы для ПА обоих типов идентичны. Они состоят из двух отрезков линий передачи с разными постоянными распространения и характеристическими сопротивлениями. Один из них закорочен, а другой нагружен на активное сопротивление, описывающее поглощение энергии в свободном пространстве. В типичной для миниатюрных ПА ситуации ее добротность много больше единицы и, следовательно, сопротивление R много больше характеристических сопротивлений $Z_{1,2}$. Приближенную эквивалентную схему удобно использовать для качественной оценки характеристик ПА, например, для исследования возможностей управления спектром ее собственных колебаний. Рассмотрим одну из них – уменьшение резонансной частоты основного колебания f_r при сохранении габаритных размеров антенны. Отметим, что решение этой задачи эквивалентно уменьшению размеров антенны при фиксированной ее рабочей частоте.

С учетом указанного выше соотношения между сопротивлениями R и $Z_{1,2}$ для оценки резонансной частоты f_r можно заменить резистор R нагрузкой типа холостой ход. Приведем без вывода характеристическое уравнение, решение которого дает резонансную частоту f_r :

$$Z_1 \tan(\gamma_1 a_1/2) = Z_2 \cot(\gamma_2 a_2/2). \quad (4)$$

В уравнении (4) от частоты зависят постоянные распространения $\gamma_{1,2}$. В частном случае одинаковых плоских волноводов: $Z_1 = Z_2$, $\gamma_1 = \gamma_2$, $a_1 = a_2$ соотношение (4) сводится к уравнению для резонансных частот резонатора в виде отрезка однородной линии передачи, который с одной стороны нагружен на холостой ход, а с другой на короткое замыкание. Иногда такой резонатор называют четвертьволновым, так как на частоте основного колебания его длина $(a_1 + a_2)/2$ равна четверти длины волны в среде, заполняющей резонатор.

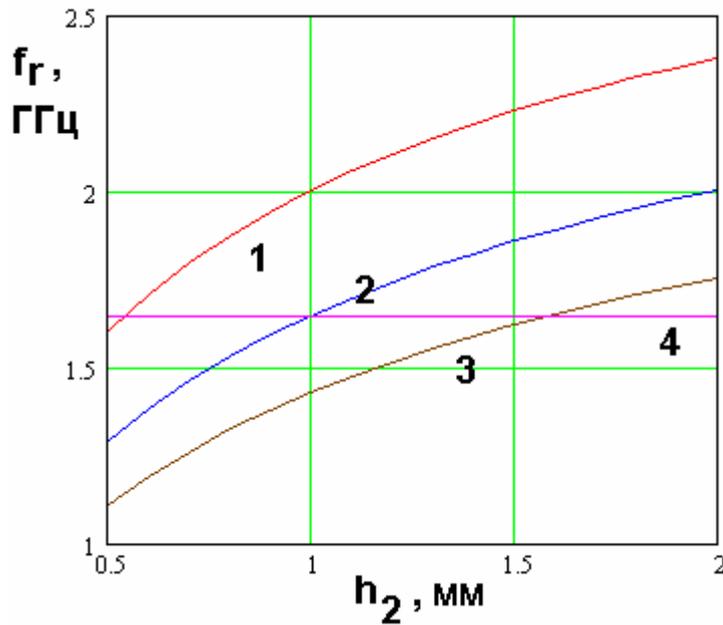


Рис. 13. Зависимость резонансной частоты от высоты h_2

Решение уравнения (4), полученное как функция высоты h_2 показывает, что, варьируя этот параметр, можно снизить частоту f_r относительно резонансной частоты четвертьволнового резонатора. Это видно из рис. 13, на котором представлена зависимость частоты f_r от высоты h_2 . Она получена при $\epsilon_1=10$, $h_1=1$, $a_1=a_2=14.4$. Кривые 1 – 3 соответствуют $\epsilon_2=6,10,14$. Прямая 4 соответствует резонансной частоте четвертьволнового резонатора с $\epsilon_2=\epsilon_1$. Таким образом, мы можем сделать вывод, о том, что кроме сворачивания в конструкции ПА имеются дополнительные возможности уменьшения ее габаритных размеров.

5. Численное моделирование свернутых ПА

Для исследования свойств ПА численными методами использовался пакет электродинамического моделирования CST Microwave Studio. Для исследования собственных колебаний ПА были построены модели изучаемых ПА – полосковой и щелевой. При этом каждая из антенн была разрезана двумя стенками соответствующего типа (электрической или магнитной), которые располагаются в плоскостях симметрии ПА. Таким образом, поле анализируется только в пределах одной четверти исходной антенны. Дополнительно следует сказать о граничных условиях. Модель располагалась на бесконечном идеально проводящем экране и окружалась поверхностью, на которой устанавливались граничные условия излучения. В качестве элемента возбуждения использовался дискретный порт, представляющий собой идеальный бесконечно тонкий провод, в центре которого помещен источник напряжения, имеющий импеданс, который можно использовать для расчета параметров рассеяния.

На этапе исследования собственных колебаний применялась модель ПА, имеющая одинаковые размеры диэлектрических слоев: $a_1 = a_2 = b_1 = b_2$, $h_1 = h_2$ с одинаковыми диэлектрическими проницаемостями $\epsilon_{1,2} = 1$. Ширина щели w щелевой ПА была принята равной удвоенной высоте одного диэлектрического слоя $w = 2h_1$. Расстояние от края среднего металлического слоя до внешней границы антенны w_c в случае полосковой ПА принято равным толщине диэлектрического слоя h_1 . Такой выбор параметров w и w_c был использован не только в ходе анализа собственных колебаний, но и на других этапах исследования. Он должен облегчить сравнение характеристик исследуемых антенн с характеристиками традиционной микрополосковой ПА.

Главной целью анализа собственных колебаний ПА является расчет резонансных частот f_{ee} и $f_{eh} = f_{he}$ для полосковой ПА. Важным

параметром при этом является частотный интервал между резонансными частотами рабочих EH и HE колебаний и нерабочего EE колебания. Был рассчитан ряд излучателей с различными параметрами ε и h . В результате был получен набор S -параметров из которого можно оценить влияние изменяемых ε и h на разность резонансных частот EH EE колебаний Δf (см. рис. 14).

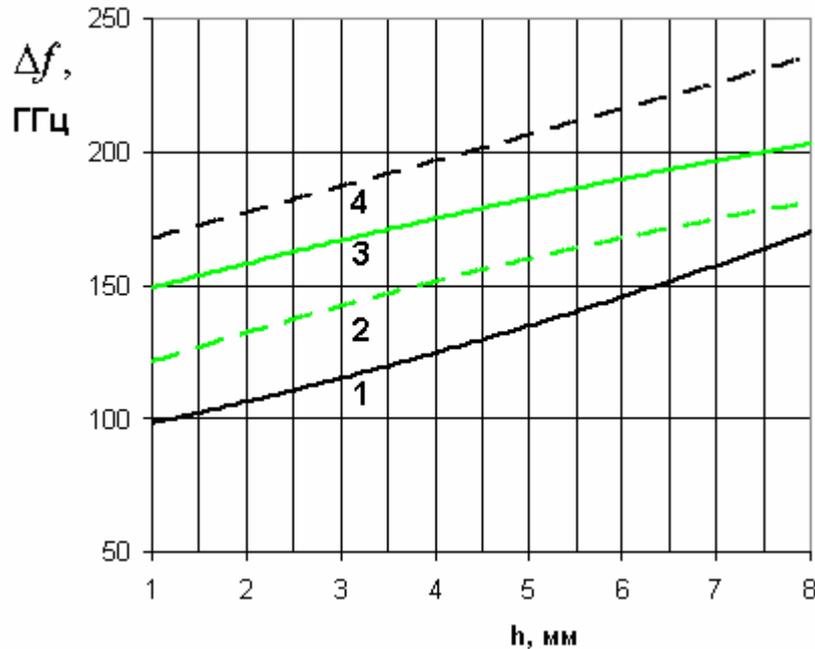


Рис. 14. Зависимость разности резонансных частот от толщины диэлектрического слоя

Кривые 1 – 4 соответствуют $\varepsilon=1, 4, 10, 16$. Из приведенных графиков видно, что с увеличением толщины излучателя, а также при увеличении диэлектрической проницаемости заполнения увеличивается разность между резонансными частотами. Это дает возможность отодвинуть нерабочее колебание вверх по частоте, чтобы избежать его возможного негативного влияния на характеристики излучателя.

Важным этапом проведенного исследования является изучение влияния диэлектрической проницаемости и толщины слоев на характеристики обоих типов ПА. Для этого в построенных моделях дискретно менялись диэлектрическая проницаемость слоев ε ($\varepsilon = 1, 4, 10, 16$) и их суммарная высота h ($h=2h_1 = 2, 4, 8$). Диэлектрические слои, как и раньше, имели одинаковые

геометрические размеры и одинаковые проницаемости. Для каждого значения ϵ и h ПА настраивалась на частоту 1.6 ГГц путем изменения ее габаритных размеров $a=b$. Затем производилось согласование антенны по входному сопротивлению на резонансной частоте путем изменения положения точки возбуждения антенны дискретным портом. Для простоты ПА функционировала в режиме линейной поляризации. Для этого возбуждалось только одно из двух рабочих колебаний. Дискретный порт располагался между нижним и средним металлическими слоями на оси Ox или Oy (см. рис. 6) в случае щелевой антенны. При таком положении порт возбуждает одно рабочее колебание, находясь в узле напряженности электрического поля другого ортогонального колебания. В полосковой ПА дискретный порт располагался на диагонали антенны, так как разместить его на одной из осей координат невозможно из-за наличия щели связи. В результате был получен ряд ПА с настроенными частотными характеристиками. Для каждой из них была определена полоса пропускания δf по уровню коэффициента стоячей волны (КСВ) равному 3.

На рис. 15 показаны типичные результаты расчета модуля коэффициента отражения от входа полосковой антенны S_{11} . На графике видно, что в данном типе антенн действительно возбуждаются два колебания EH и EE , имеющие близкие резонансные частоты. Об этом можно судить по наличию двух резких провалов у графика функции $|S_{11}(f)|$. В щелевой антенне EE колебание не возникает (см. рис 16). Зависимость ширины полосы пропускания щелевой ПА δf_s от толщины излучателя при разной диэлектрической проницаемости заполнения приведена на рис. 17. Кривые 1 – 4 соответствуют диэлектрической проницаемости равной 1, 4, 10, 16. Из них видно, что с ростом ϵ полоса пропускания ПА уменьшается. При $h < 6$ зависимость от ϵ имеет монотонный характер, при $h > 6$ у нее возникает минимум в области $10 < \epsilon < 16$.

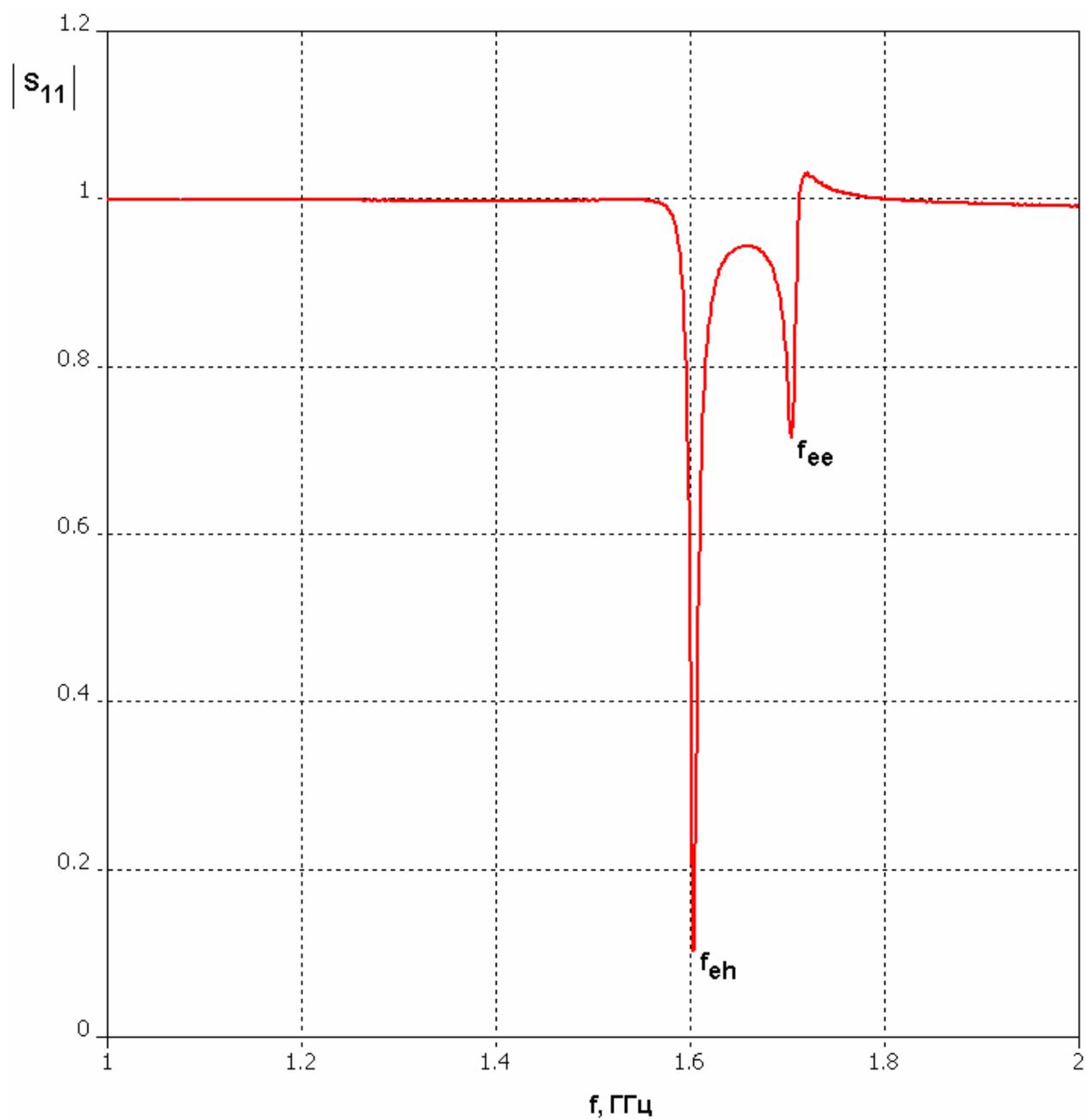


Рис. 15. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения по входу
полосковой свернутой ПА

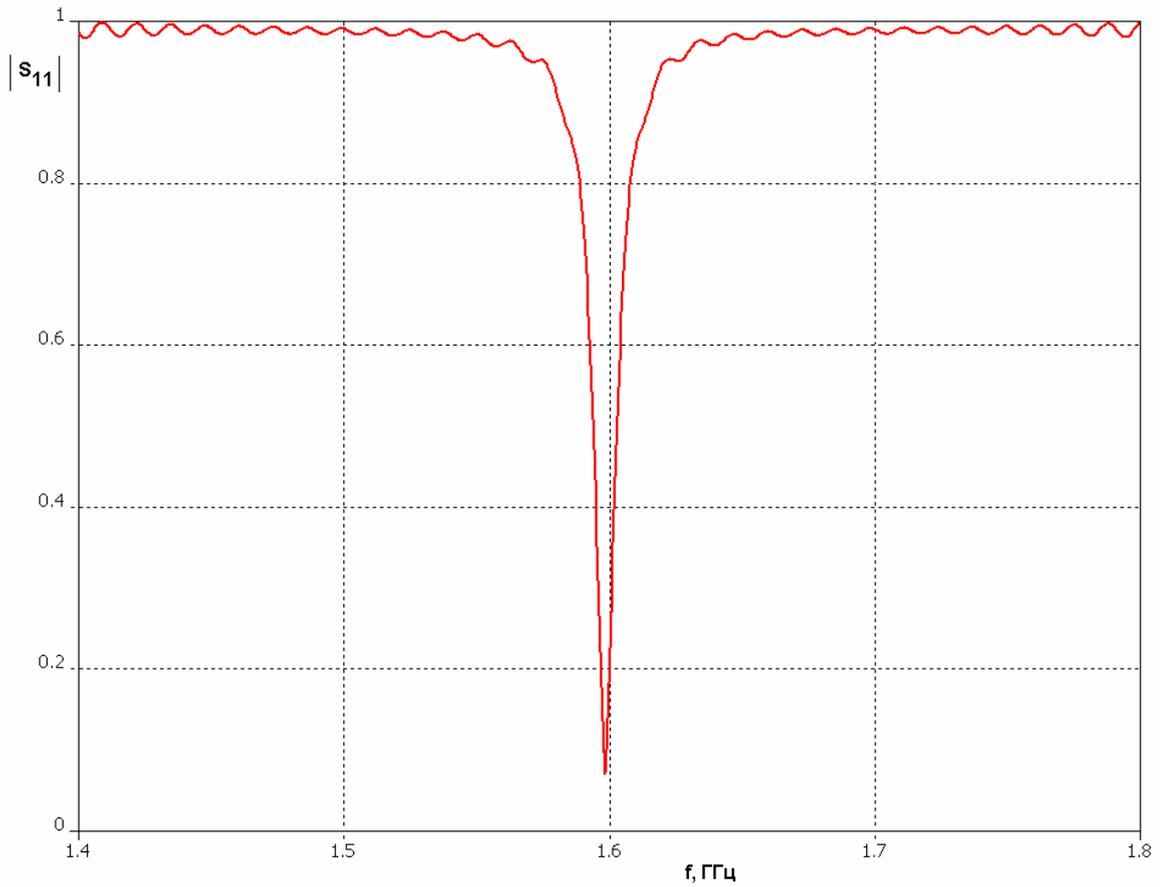


Рис. 16. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения по входу щелевой свернутой ПА

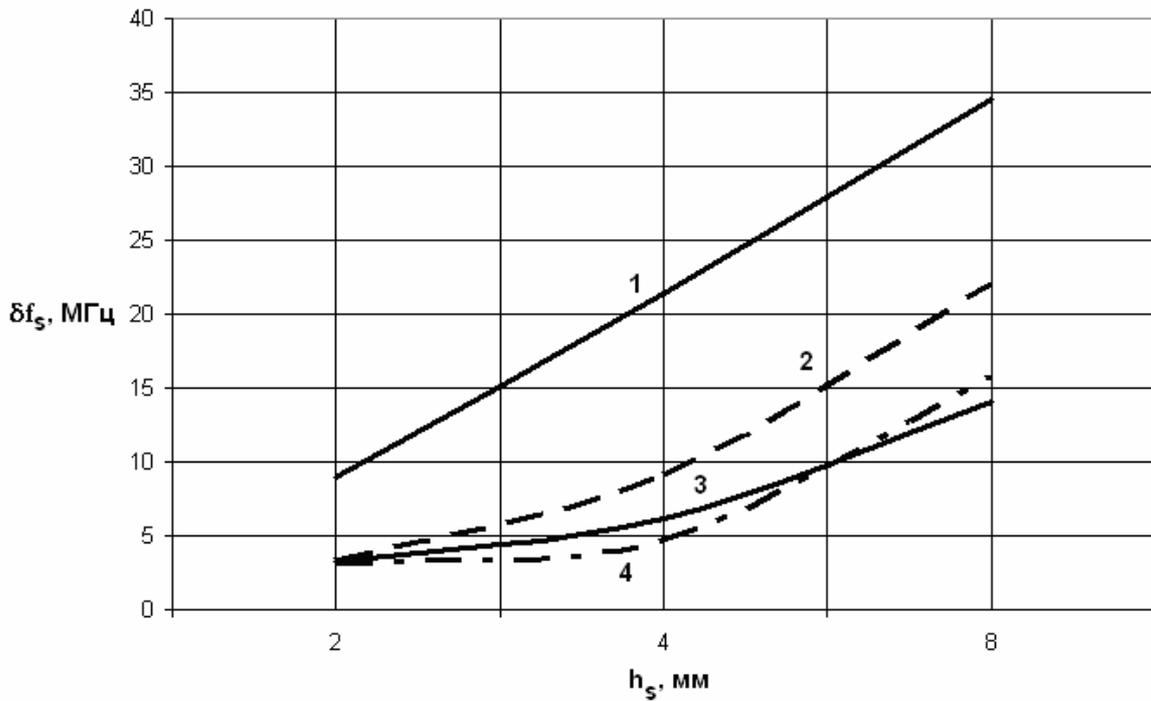


Рис. 17. Зависимость ширины полосы пропускания щелевой ПА от толщины излучателя

На рис. 18 показана зависимость размера щелевой ПА a_s в плоскости XOY от ее высоты. При построении графиков на рис. 18 размер a_s подбирался таким образом, чтобы антенна была настроена на заданную частоту 1.6 ГГц. Кривые 1 – 4, аналогично рассмотренному выше случаю соответствуют диэлектрической проницаемости равной 1, 4, 10, 16.

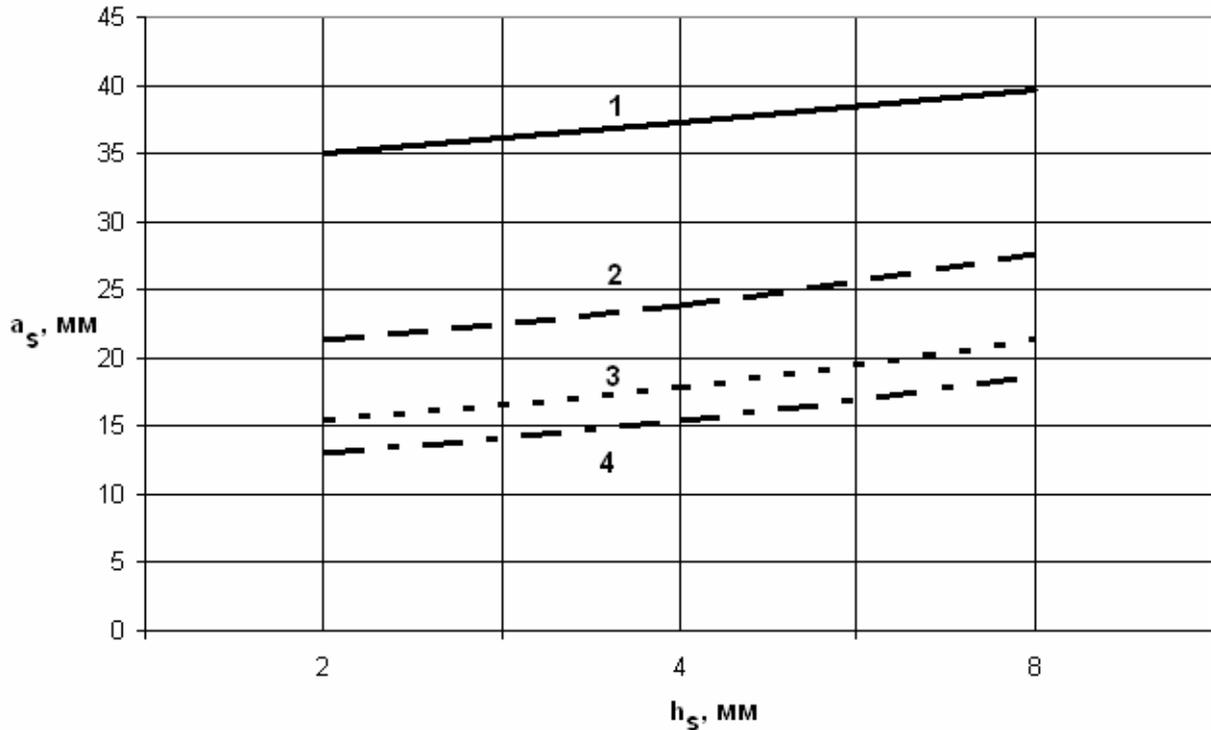


Рис. 18. Зависимость размера щелевой ПА в плоскости XOY от ее высоты

Зависимости аналогичные представленным на рис. 17 и 18 для полосковой ПА показаны на рис. 19 и 20. Кривые 1 – 4 также построены при разных значениях диэлектрической проницаемости равной 1, 4, 10, 16.

Важным для проектирования полосковой ПА параметром является отношение частотного интервала между рабочим и нерабочим колебаниями Δf к полосе рабочих частот ПА δf_p . С помощью графиков, показанных на рис. 14 и рис. 19 мы можем получить зависимость указанного отношения от высоты ПА при разных значениях ϵ . Она показана на рис. 21. Кривые 1 – 4 построены для $\epsilon=1, 4, 10, 16$. Из рис. 21 видно, что параметр Δf с ростом высоты h

растет медленнее, чем полоса пропускания антенны δf_p . Поэтому при относительно больших h величина $\Delta f / \delta f_p$ уменьшается, несмотря на рост Δf .

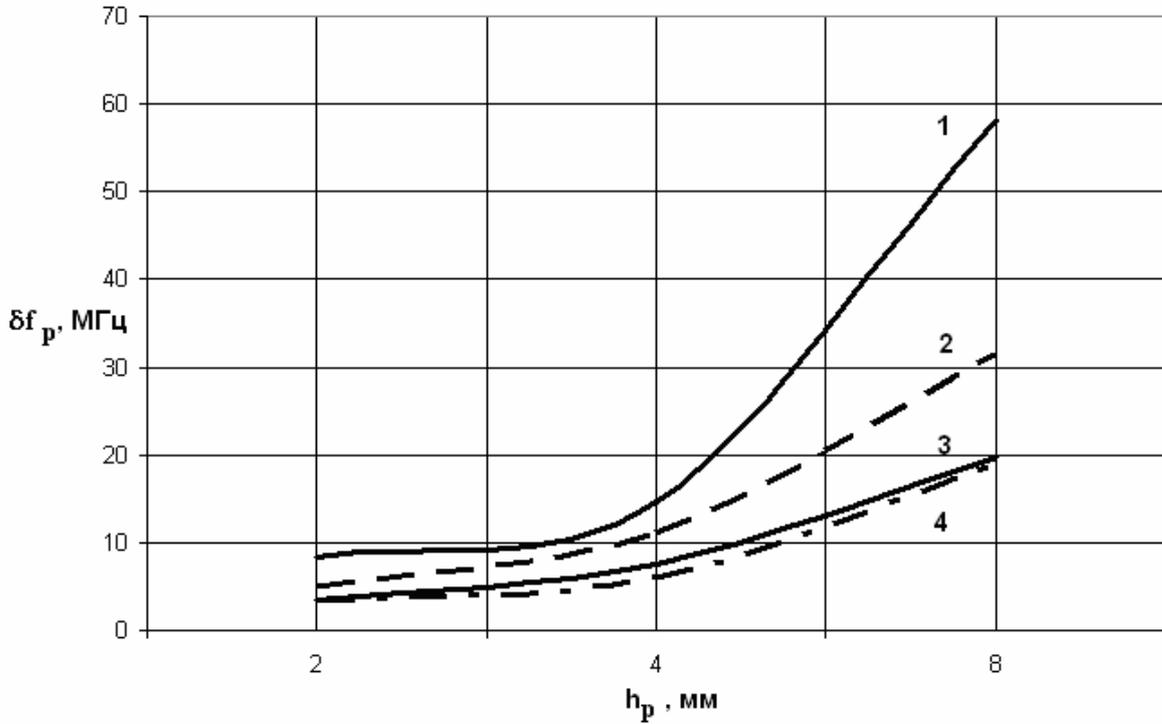


Рис. 19. Зависимость полосы пропускания полосковой ПА от ее толщины

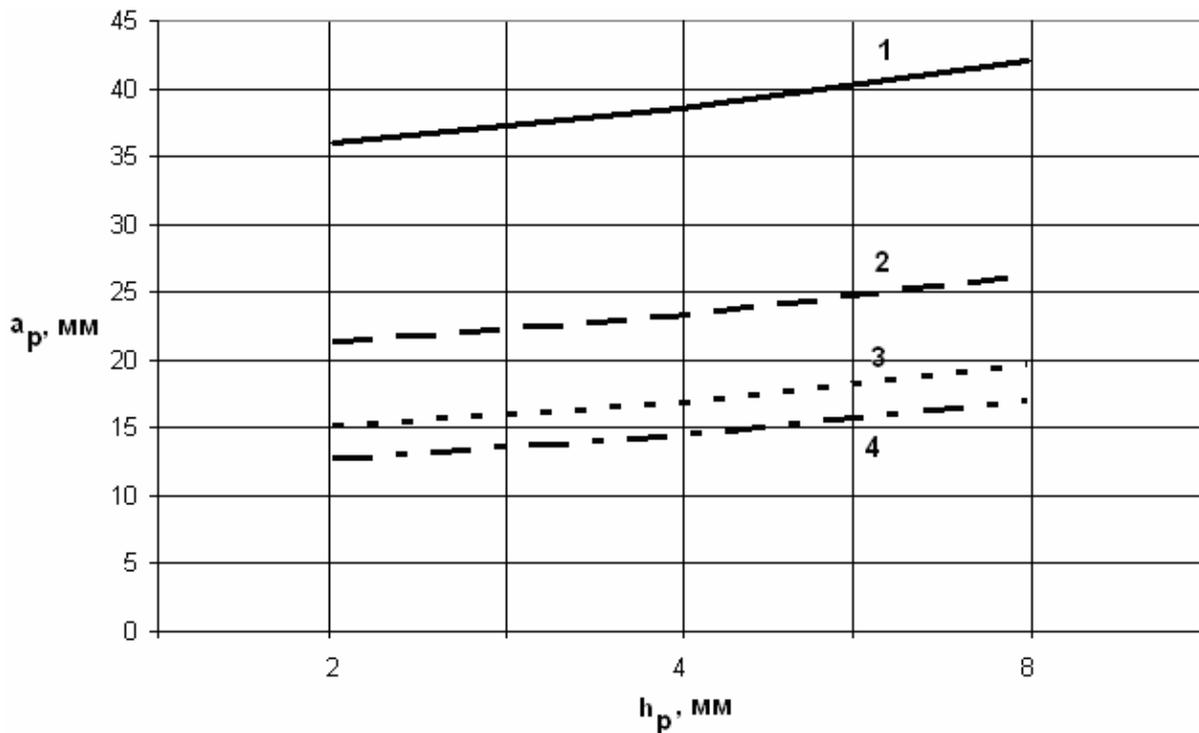


Рис. 20. Зависимость размера полосковой ПА в плоскости XOY от ее высоты

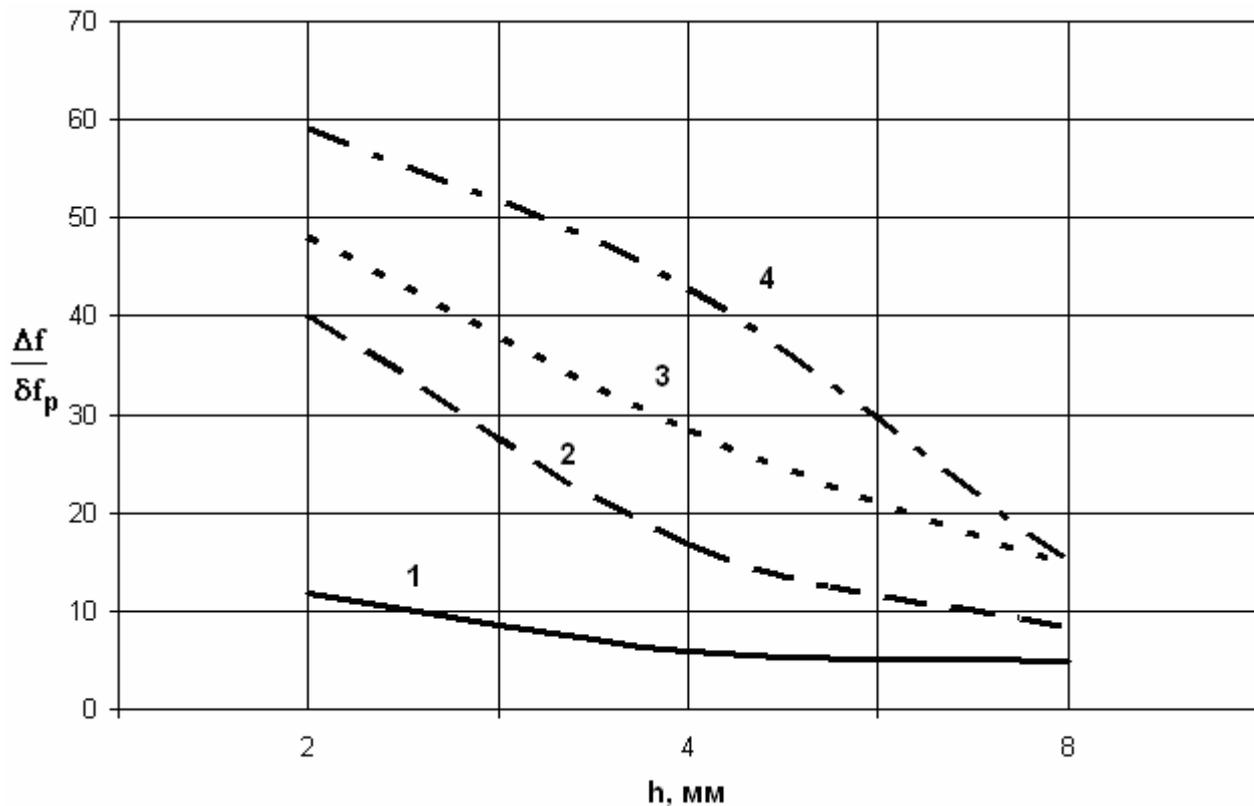


Рис. 21. Зависимость относительной разности резонансных частот полосковой ПА от ее толщины

Данные ПА предназначены для формирования поля с круговой поляризацией. Для этого требуется возбудить два ортогональных колебания с соответствующими фазами и амплитудами. Рассмотрим три способа их возбуждения: одноточечный, двухточечный и четырехточечный. Схематично они показаны на рис. 22 а-г. Рис. 22 а-в соответствуют щелевой ПА. На рис. 22 г показаны особенности одноточечного возбуждения полосковой ПА.

При одноточечном способе (рис. 22 а) возбуждаются пространственно ортогональные колебания EH и HE с разнесенными резонансными частотами f_{eh} и f_{he} . Расстояние между f_{eh} и f_{he} выбирается так, чтобы разность фаз между амплитудами колебаний составляла 90° на центральной частоте рабочего диапазона f_0 :

$$f_0 = \frac{f_{eh} + f_{he}}{2}.$$

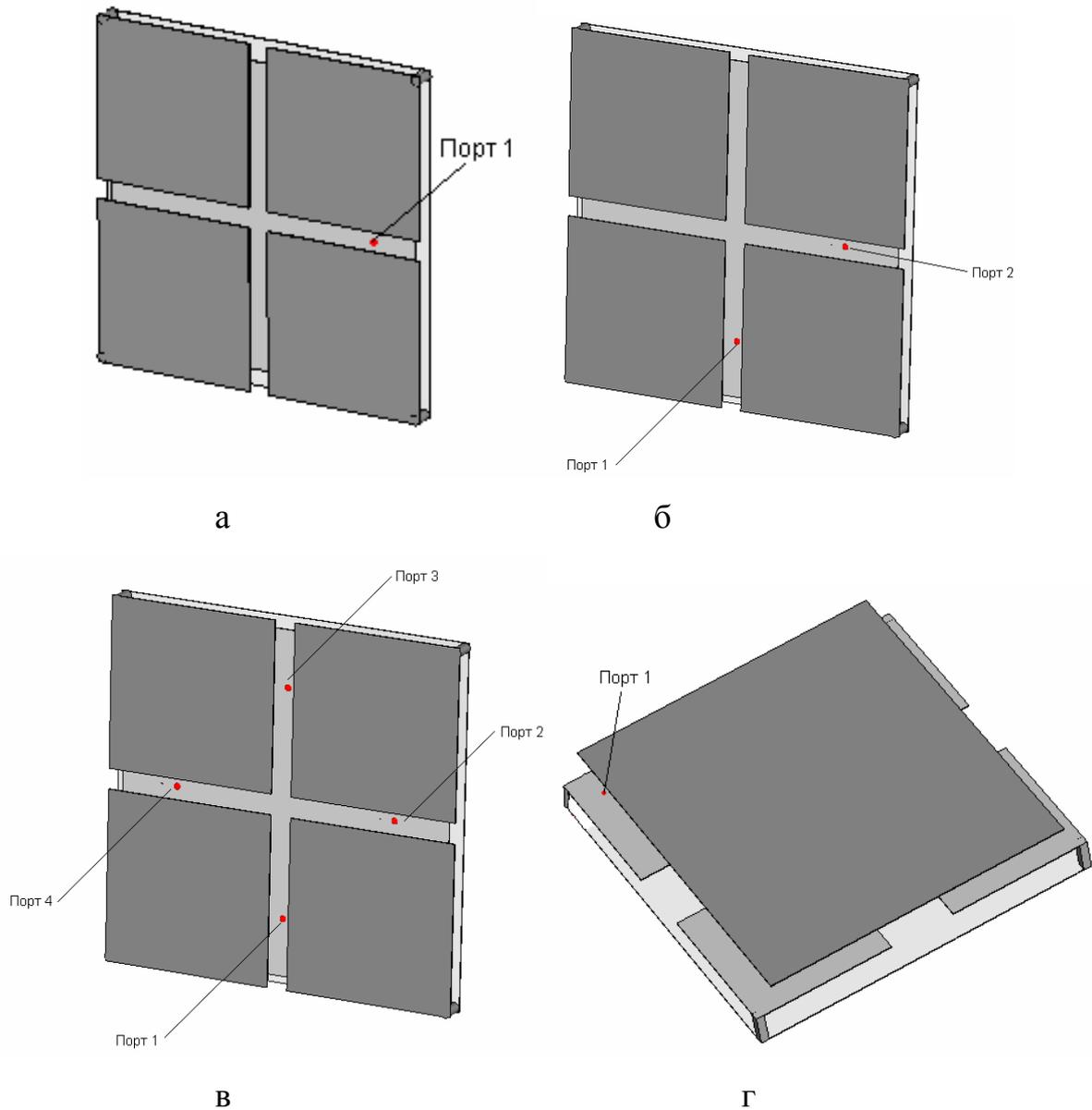


Рис. 22. Разные способы возбуждения свернутых ПА

Для разнесения частот рабочих колебаний требуется нарушить симметрию поворота ПА на 90^0 . Для этого можно выбрать размеры антенны, таким образом, чтобы $a \neq b$. В другом варианте можно сохранить равенство размеров a и b , но выполнить средний металлический слой в щелевой ПА или верхний металлический слой в полосковой ПА прямоугольной формы. Оба способа разнесения колебаний ПА по частоте эквивалентны. Одноточечное питание отличается простотой, но имеет хорошую эллиптичность только при $f = f_0$.

При двухточечном способе питания (рис. 22 б) колебания EH и HE имеют одинаковые резонансные частоты и возбуждаются отдельными портами. При этом фазы напряжений в портах отличаются на 90° . В идеальной ситуации каждый порт должен возбуждать только свое колебание EH или HE . Однако в силу отсутствия симметрии в конструкции ПА этого не происходит. За счет возбуждения сложного реактивного поля, сосредоточенного около элемента питания каждый порт возбуждает оба колебания. За счет этого может снижаться коэффициент эллиптичности антенны.

При четырехточечном способе питания (рис. 22 в) ПА имеет две плоскости симметрии. За счет этого достигается идеальная развязка ортогональных колебаний. Каждое из них возбуждается парой портов, которые расположены напротив друг друга и имеют напряжения сдвинутые по фазе на 180° .

Двухточечное и четырехточечное питание требуют применения более сложных схем по сравнению с одноточечным питанием. В зависимости от конфигурации в них могут применяться, например, полосковые или дискретные квадратурные делители мощности. В компьютерной модели сдвиг фаз достигается непосредственным заданием его в характеристиках дискретного порта, что эквивалентно применению идеальных цепей формирования напряжений, возбуждающих ПА.

Сравнивая характеристики ПА при двухточечном и четырехточечном питании можно сказать, что они практически идентичны, но двухточечная схема более проста в реализации. Об этом можно судить по частотным зависимостям модуля коэффициента отражения от входа ПА с двухточечным (см. рис. 23) и четырехточечным (рис. 24) питанием. Графики на рис. 23 и 24 построены для полосковой ПА. Из них видно, что четырехточечная схема обеспечивает лучшее подавление побочного EE колебания, так как у нее «провал» на резонансной частоте f_{ee} , которая в данном случае равна примерно 1.7 ГГц, меньше, чем при использовании двухточечной схемы.

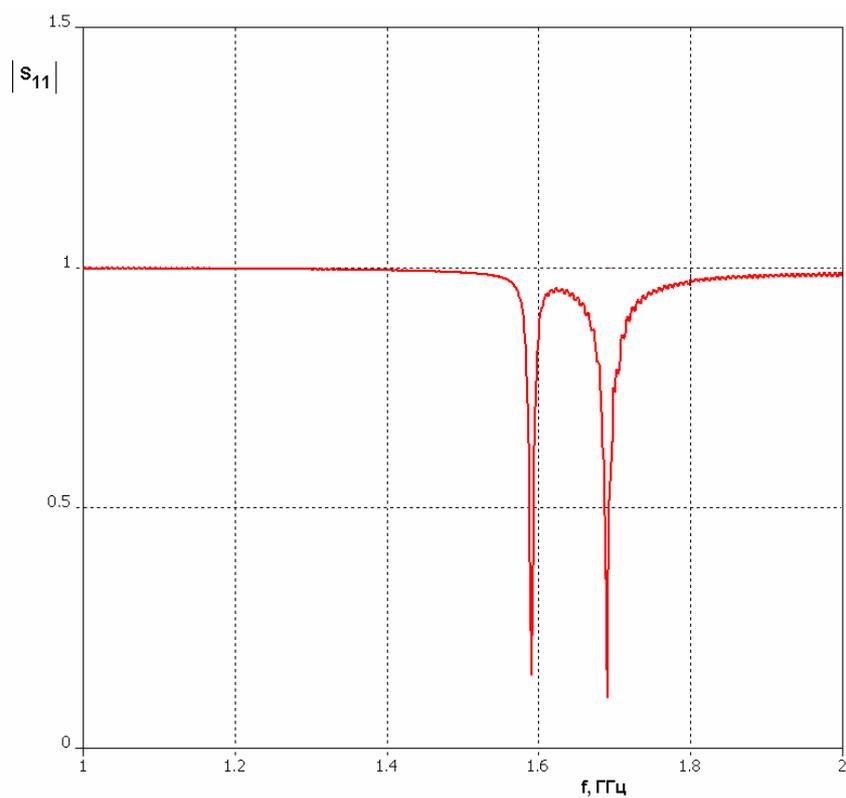


Рис. 23. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения полосковой свернутой ПА с двухточечным питанием

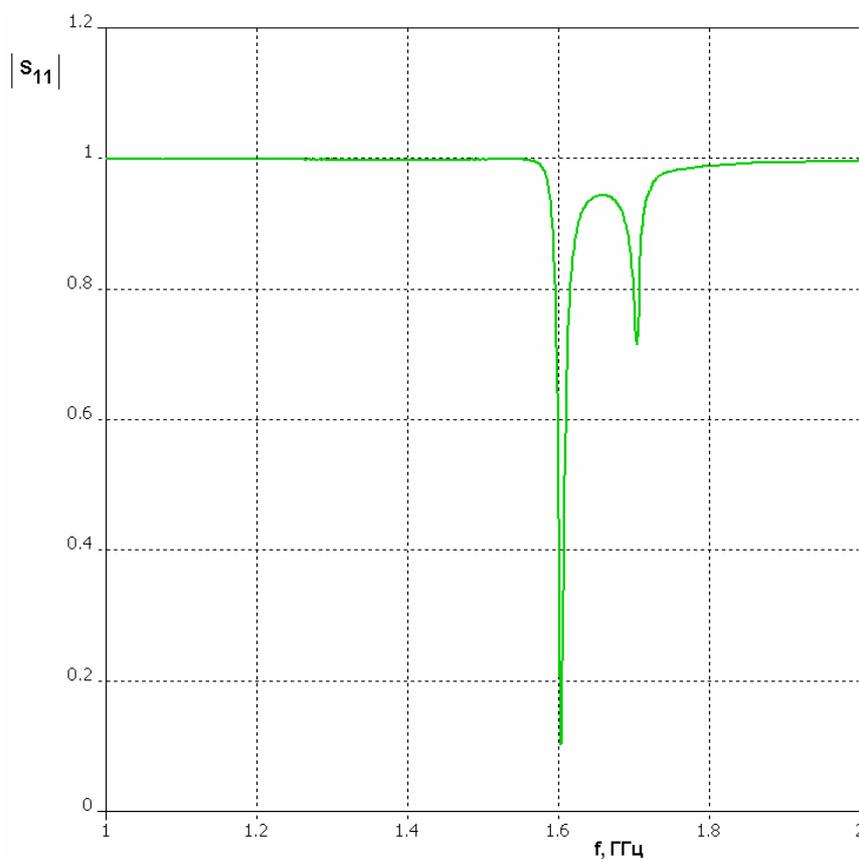


Рис. 24. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения полосковой свернутой ПА с четырехточечным питанием

На рис. 25 показана частотная зависимость модуля коэффициента отражения полосковой ПА с однотоочечным питанием. Видно, что полоса согласования в этом случае шире, чем при использовании многоточечных схем за счет настройки ортогональных колебаний ПА на отличающиеся частоты. Колебание типа *EE* частично подавлено.

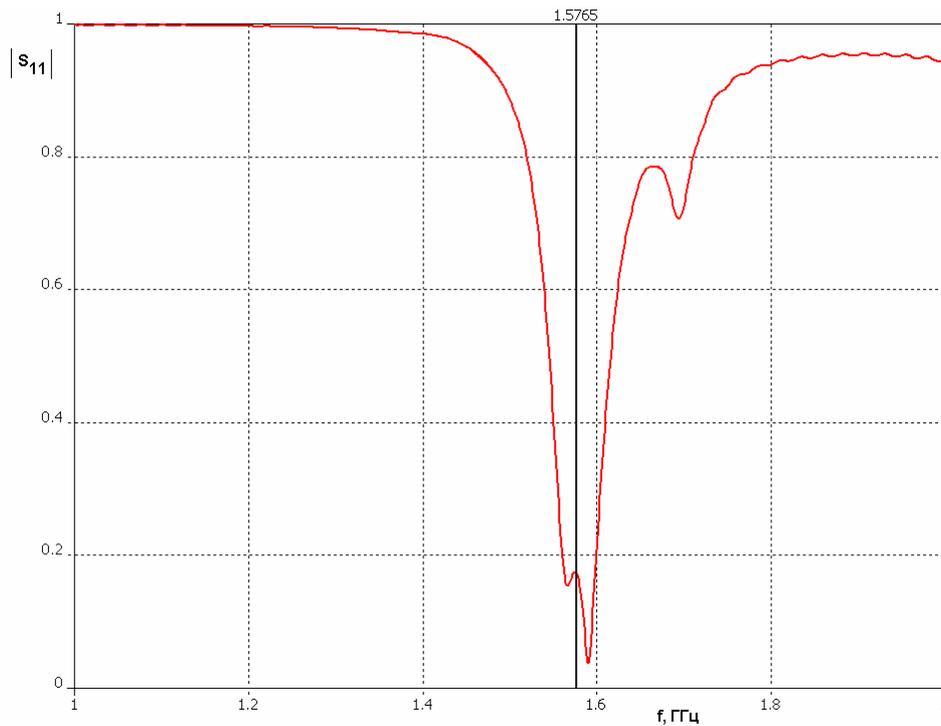


Рис. 25. Частотная зависимость модуля коэффициента отражения полосковой свернутой ПА с однотоочечным питанием

Достоинства многоточечных схем питания видны из табл. 1, в которой представлены расчетные значения коэффициента эллиптичности полосковой ПА в направлении максимума диаграммы направленности. Коэффициент эллиптичности посчитан для трех частот: 1.55, 1.75, 1.6 ГГц. Все ПА настроены на частоту 1.75 ГГц. В табл. 1 параметр n - число элементов возбуждения ПА.

Табл. 1. Коэффициент эллиптичности полосковой ПА.

n	Ke, дБ (f=1550 МГц)	Ke, дБ (f=1575 МГц)	Ke, дБ (f=1600 МГц)
1	-12.44	-0.62	-11.08
2	-0.44	-0.69	-1
4	-0.45	-0.68	-0.9

Из табл. 1 видно, что на центральной частоте все схемы обеспечивают высокий коэффициент эллиптичности. При изменении частоты этот параметр у ПА с одноточечным питанием быстро уменьшается. Многоточечные схемы обеспечивают малые изменения коэффициента эллиптичности в относительно широкой полосе частот.

6. Экспериментальное исследование свернутой ПА

Рассмотренные выше свернутые антенны круговой поляризации были применены в ряде практических разработок. Одна из них: радиобуй системы аварийной сигнализации. Антенна этой системы функционирует на частоте $f_1 = 121.5$ МГц. Радиобуй имеет также второй радиоканал, функционирующий на частоте $f_2 = 405$ МГц и имеющий отдельную антенну. Габаритные размеры антенного блока не должны превышать 140x140x30 мм.

Известно техническое решение двухдиапазонной ПА, состоящей из двух ПА [1], причем высокочастотная ПА располагается на поверхности низкочастотной. Такое размещение ПА возможно благодаря относительно малым размерам высокочастотной ПА, которая не искажает характеристики низкочастотной антенны, полосковый проводник которой играет роль экрана высокочастотной ПА.

Нетрудно увидеть, что традиционная ПА круговой поляризации на частоте f_1 даже при использовании материала с диэлектрической проницаемостью равной 10 не удовлетворяет поставленным требованиям по габаритам. Поэтому в качестве антенны этого диапазона использовалась свернутая ПА. Необходимость размещения на ее поверхности ПА второго диапазона

обусловило выбор типа свернутой антенны, которая может быть только полосковой ПА.

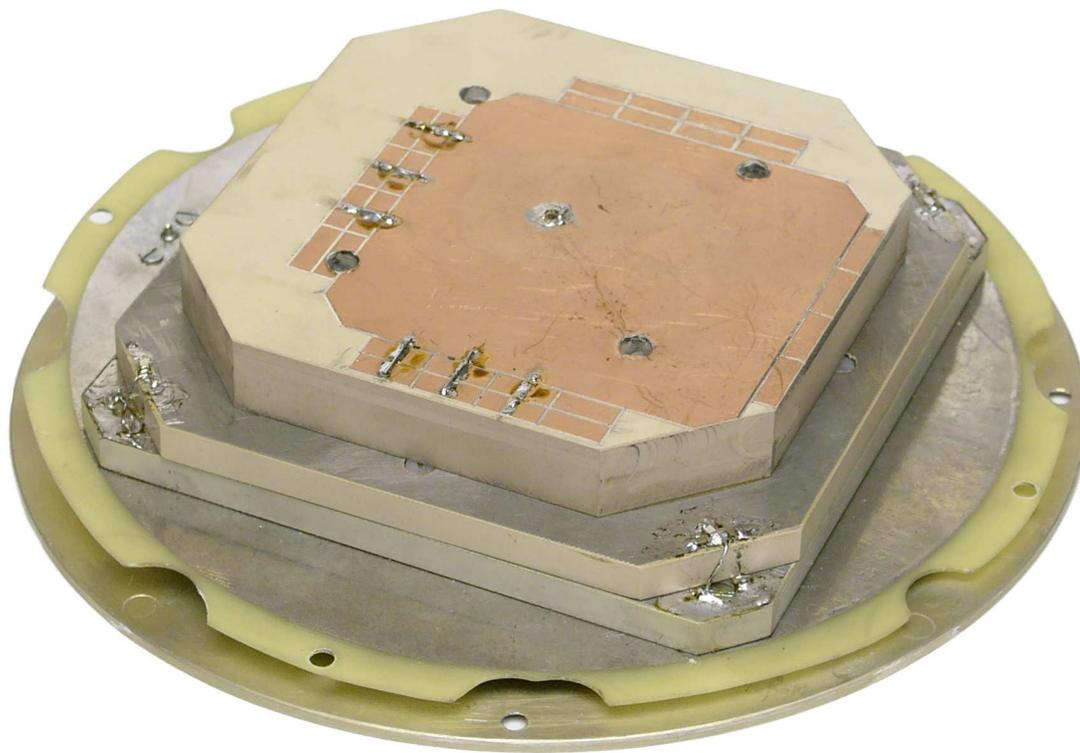


Рис. 26. Двухдиапазонный антенный блок

На рис. 26 показана фотография спроектированного и изготовленного антенного блока. Его антенны выполнены из материала ФЛАН-10 с проницаемостью равной 10. Нижние два слоя формируют свернутую полосковую ПА первого диапазона, а на верхнем слое толщиной 16 мм выполнена ПА второго диапазона. Из рис. 26 видно, что полосковый проводник этой антенны смещен относительно центра конструкции. При этом точка расположения ее элемента возбуждения совпадает с центром ПА первого диапазона. Такая конфигурация антенн позволяет разместить внутри низкочастотной антенны коаксиальный кабель, возбуждающий высокочастотную антенну. Так как электрическое поле рабочих колебаний

низкочастотной ПА равно нулю в ее центре, то кабель питания не искажает их электрических параметров.

Возбуждение свернутой ПА первого диапазона одноточечное (см. рис. 22 г). Расстройка резонансных частот рабочих колебаний ПА, необходимая для создания излучения круговой поляризации достигалась за счет выполнения верхнего металлического слоя прямоугольной формы. На рис. 27 показана полученная экспериментально зависимость коэффициента стоячей волны (КСВ) от частоты. Видно, что ПА согласована ($КСВ < 3$) в полосе около 3 МГц. Кривая на рис. 27 раздвоена за счет настройки рабочих колебаний на разные частоты.

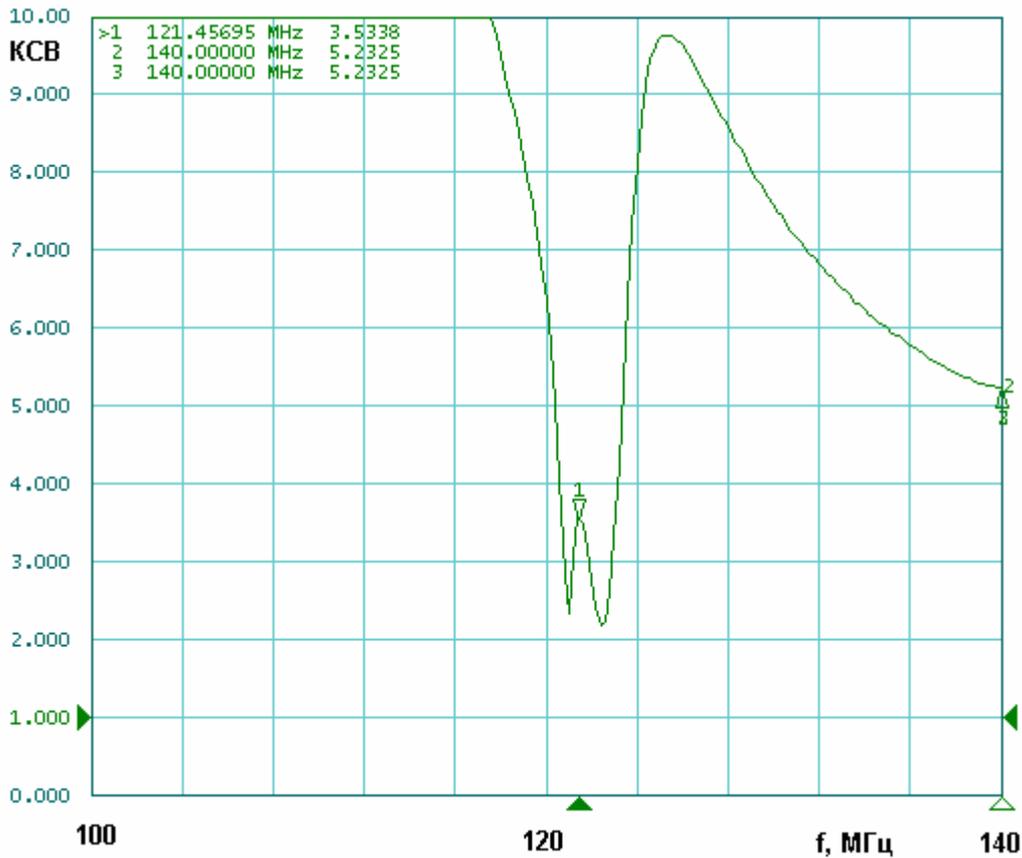


Рис. 27. Частотная зависимость КСВ свернутой полосковой ПА

Литература

1. Wong K.L. Compact and broadband microstrip antennas // NY. John Wiley & Sons. 2002.
2. Банков С.Е., Давыдов А.Г., Папилов К.Б. // Журнал радиоэлектроники. 2010. №3. <http://jre.cplire.ru/jre/mar10/2/text.html>
3. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны // М.: Радио и связь. 1986.
4. Dey S., Mittra R. // Microwave and Opt. Tech. Lett. 1996. V.13. N1. P. 12.
5. Банков С.Е., Папилов К.Б. // Труды III Всероссийской научно-технической конференции "Радиолокация и радиосвязь". 2009. Москва. ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. <http://jre.cplire.ru/jre/library/3conference/conf3rd.pdf>
6. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа. 1988.