

УДК 621.396.67

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МНОГОЧАСТОТНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Б. А. Мишустин¹, В. Г. Слёзкин²

Научно-исследовательский университет «Московский энергетический институт»

(НИУ МЭИ), 111250, г. Москва, Красноказарменная, 17

Севастопольский государственный университет

(ФГАУ ВО СевГУ), 299053, г. Севастополь, ул. Университетская, 33

Статья поступила в редакцию 23 декабря 2016 г.

Аннотация. Особенности проектирования многочастотных антенн рассмотрены на примере трёхчастотных антенн для передачи на частоте f_1 и приёма на частотах $2f_1$ и $3f_1$. За основу предложено взять кольцевые микрополосковые антенны с наружной излучающей щелью (КМПА-Н) и с внутренней излучающей щелью (КМПА-В). Возбуждение внутренних полостей (резонаторов) антенн обеспечивают порты в виде центрального проводника коаксиального кабеля, а круговую поляризацию излучения — короткозамыкающие штырей-поляризаторы. Приближённая электродинамическая оценка оптимального радиуса излучающей щели, который составил около 0,3 длины волны, выполнена путём замены щели эквивалентным кольцевым магнитным током с последующим анализом поля этого тока в дальней зоне. Для анализа условий возбуждения резонатора антенн рассмотрены граничные условия существования собственных волн в виде трансцендентного уравнения для функций Бесселя и их производных. Показано, что из-за множества действующих факторов точные размеры антенн можно определить только численным моделированием. Начальное радиальное положение портов и штырей-поляризаторов рекомендовано выбрать посередине резонатора, а угловой их разнос — около 90° . Варьируя вначале их радиальное положение, можно получить согласование входа антенн с кабелем, а затем угловое положение одного или двух диаметрально противоположных штырей-

поляризаторов, можно добиться круговой поляризации излучения. Трёхчастотная антенна реализуется в виде планарной или пирамидальной конструкции путём постепенного наращивания одночастотной модели элементами антенн других частот: вначале добавляются только те элементы, которые могут повлиять на её поле, затем производится уточнение размеров одночастотной модели и выполняются следующие этапы наращивания модели. Для КМПА-Н исходной является модель на высшую частоту, а для КМПА-В — на низшую. Наш опыт проектирования показал, что КМПА-В конструктивно удобнее при использовании в качестве облучателя параболического зеркала, а КМПА-В — как самостоятельные антенные устройства или элементы антенных решеток.

Ключевые слова: микрополосковая антенна, многочастотная антенна, круговая поляризация.

Abstract. Specific aspects of designing multi-frequency antennas are illustrated with three-frequency antennas transmitting at frequency f_1 and receiving at frequencies $2f_1$ and $3f_1$. We have suggested using ring microstrip antennas with outer radiating slot (RMSA-O) and inner radiating slot (RMSA-I) as a basis. The inner cavities (resonators) of the antennas are excited by ports formed by the coaxial cable central conductor, while circular polarization is provided by the shorting polarizing plugs. The optimal radius of the radiating slot was estimated as 0.3 of wavelength by means of approximate electrodynamic analysis where the slot was substituted with equivalent ring magnetic current which field was further analyzed in the far-field region. To analyze excitation conditions of the antenna resonators we studied boundary conditions for proper wave existence in the form of transcendental equation for Bessel functions and its derivatives. It was shown that due to the multiple contributing factors accurate dimensions of the antennas can only be determined through numerical modeling. It was recommended to initially place the ports and polarizing plugs in the middle of the resonator and provide angular spacing between them of about 90° . First, by varying their radial position it is possible to achieve matching of the antennas input with the cable, and then by changing angular position

of one or two diametrically opposite polarizing plugs one can obtain circular polarization of radiation. Three-frequency antenna can be implemented in a form of planar or pyramidal construction through gradually supplementing the one-frequency model with elements from antennas of other frequencies. At first we will add only those elements which affect its field, and then after the dimensions of the one-frequency antenna have been verified the model will be further supplemented with additional elements. The basic model for RMSA-O is that of upper frequency, while for RMSA-I — of lower frequency. Based on our engineering experience, it is better to use RMSA-I as parabolic reflector feeds, while RMSA-O are preferred as stand-alone antenna devices or members of antenna arrays.

Key words: microstrip antenna, multi-frequency antenna, circular polarization.

1. Введение

Микрополосковые антенны (МПА) находят широкое применение в дециметровом (ДМВ) и сантиметровом (СМВ) диапазонах длин волн благодаря простоте их конструкции и высокой технологичности [1, 2]. Для многих систем и устройств, особенно работающих в диапазоне СМВ, основной недостаток МПА — их узкополосность, — не является существенным, так как при относительной полосе рабочих частот 1—3 %, характерных для МПА, даже широкополосные сигналы не испытывают специфических частотных искажений. Наоборот, в многочастотных системах это свойство облегчает фильтрацию сигналов с различной несущей частотой.

Областью нашего интереса являются устройства с тремя кратными рабочими частотами, в частности, нелинейные локаторы (НЛ) для поиска скрытых электронных закладок в охраняемых помещениях [3, 4]. Частота передачи f_1 выбирается из ряда частот, разрешённых к применению органами надзора за радиочастотами, а приём ведётся на частотах второй и третьей гармоник: $2f_1$ и $3f_1$, соответственно. Это позволяет не только фиксировать наличие нелинейного элемента, но и различать сигналы, отражённые от полупроводниковых приборов и от случайных электроконтактов, обладающих

нелинейными свойствами. Обычно НЛ комплектуют небольшими зеркальными антеннами, основные качественные показатели которых определяются параметрами облучателя.

Вниманию специалистов предлагается наш опыт поиска оптимальных конструкций трёхчастотных антенн, которые могли бы служить облучателями для зеркальных антенн НЛ, а также использоваться как самостоятельные антенны в других комплексах и системах.

При облучении зоны поиска НЛ полем с линейной поляризацией поляризация отражённого поля будет неопределённой, так как объекты поиска (цели) имеют произвольную ориентацию в пространстве. Если приём вести также на линейной поляризации, то для снижения вероятности «пропуска цели» нужно принимать специальные меры, например, вращение антенны. При приёме на круговой поляризации в этом нет необходимости, так как поле любой поляризации будет воспринято антенной.

При использовании круговой поляризации соответствующего направления и при передаче, и при приёме эффект деполяризации также будет влиять на энергетический потенциал НЛ, но вероятность полного изменения направления вращения поляризации, а значит, больших поляризационных потерь, будет незначительна.

В задачи данного исследования входит поиск оптимальных вариантов реализации трёхчастотной МПА, излучающей на частоте f_1 и принимающей на частотах $2f_1$ и $3f_1$ поле круговой поляризации. Особое внимание уделяется планарной конструкции, которая обладает максимальной технологичностью.

2. Выбор пути реализации антенны

Хорошо известные МПА обычно выполняют на основе фольгированного высокочастотного диэлектрика, при этом фольга на «нижней» стороне образует металлический экран, который обеспечивает однонаправленное излучение антенны «вверх», а возбуждается накладкой из фольги на «верхней стороне». Форма и размеры накладки, а также конфигурация схемы питания выбираются

так, чтобы обеспечить согласование с фидером, требуемую форму диаграммы направленности (ДН) и нужную поляризацию излучения [1, 2].

Ограничимся МПА, имеющими круглую форму, так как именно такая форма позволяет скомпоновать в минимальных габаритах три соосные излучающие структуры. Для возбуждения каждой из структур применим самую простую конструкцию: коаксиальный порт в виде центрального проводника коаксиального кабеля, внешний проводник которого соединён с экраном (рис. 1), а внутренний присоединен к накладке.

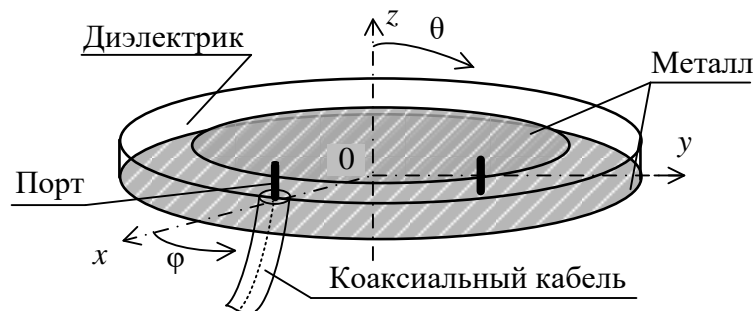


Рис. 1. Геометрия круглой МПА с коаксиальным возбуждением.

Накладка радиуса a и экран МПА образуют радиальный резонатор с открытой боковой стенкой, которая служит излучающей кольцевой щелью. Порт может возбуждать в резонаторе волны, имеющие только E_z -компоненту, которая не зависит от координаты z из-за малой толщины микрополосковой платы. Нас интересуют только низшие типы волн, при которых обеспечивается однонаправленное излучение в виде одного лепестка с максимумом вдоль оси z . Такой волной является волна типа E_{110} с одной вариацией по радиусу r и по углу φ [6], которая обеспечивает угловую зависимость напряжения на излучающей щели $U(a, \varphi')$ вида

$$U(a, \varphi') = U_0 \cos \varphi', \quad (1)$$

Здесь обозначение φ' введено для азимутального угла, отчитываемого от оси x , на которой расположен порт. Излучаемые противоположными точками щели (при $\varphi' = 0$ и $\varphi' = \pi$) волны будут складываться синфазно в направлении оси z .

Поле при этом будет иметь линейную поляризацию в плоскости xOz , так как напряжение $U(a, \varphi')$ имеет вид стоячей волны в силу симметрии возбуждения резонатора относительно этой плоскости. Для получения круговой поляризации нами в докладе [7] был предложен поляризатор в виде короткозамыкающего штыря, в котором первичное поле возбуждает ток, создающий в резонаторе вторичное поле, аналогичное тому, которое создает коаксиальный порт. Путём численного моделирования было доказано, что при соответствующем выборе радиального и углового положения штыря можно получить суммарное поле, обладающее круговой (эллиптической) поляризацией излучения.

Форма ДН МПА определяется радиусом излучающей щели, а условие резонансного возбуждения волны E_{110} — электрическими размерами резонатора, зависящими от диэлектрической проницаемости основания ε . При резонансе согласование антенны с фидером можно обеспечить путём подбора радиального положения порта в резонаторе.

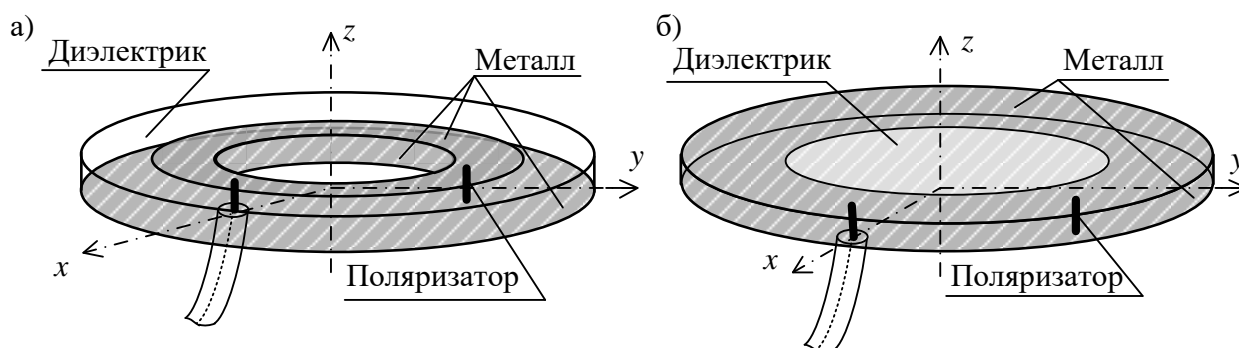


Рис. 2. Конфигурации КМПА с наружной излучающей щелью (а) и с внутренней излучающей щелью (б).

Нам представляется, что в качестве основы для трёхчастотных антенн наиболее перспективны кольцевые микрополосковые антенны (КМПА), у которых центральная часть накладки вырезана и тем самым не участвует в формировании поля в резонаторе. Поскольку накладка КМПА имеет два края, один из них следует закоротить, чтобы образовать только одну излучающую щель. Соответственно, КМПА могут иметь две разновидности [7, 8]: с закороченным внутренним краем накладки, у которой излучает наружная щель

(рис. 2 а), и с закороченным наружным краем (рис. 2 б).

Каждый вариант позволяет разместить внутри низкочастотной КМПА антенны на более высокие частоты, но имеет свои достоинства и недостатки. Так, в КМПА с наружной щелью (КМПА-Н) внутренняя зона полностью отделена от резонатора, поэтому элементы высокочастотных антенн практически не влияют на размеры низкочастотной антенны. Однако уровень бокового излучения КМПА-Н зависит от размеров экрана: он должен выступать за накладку примерно на четверть длины волны. У КМПА с внутренней излучающей щелью (КМПА-В) эффективным экраном служат все металлизированные поверхности, однако между излучающей щелью и накладкой внутренней антенны должен быть достаточный зазор, что приводит к увеличению габаритных размеров. Кроме того, влияние внутренней антенны при выборе размеров низкочастотной антенны необходимо учитывать, из-за чего усложняется численное моделирование трёхчастотной антенны.

Таким образом, габаритные размеры КМПА-Н и КМПА-В должны быть близкими, и для выбора вариантов, предпочтительных по электрическим и по конструктивным характеристикам, следует выполнить более подробный анализ. При этом учтём, что технологически короткозамыкающие боковые стенки обычно выполняют в виде решётки из металлизированных отверстий, которые работают как короткозамыкающие штыри: степень перекрытия конкретной стенкой излучения во внешнее пространство и резонансные размеры резонатора определяются плотностью решётки.

3. Оценка размеров излучающей щели КМПА

Выполним приближённую электродинамическую оценку оптимального радиуса излучающей щели a круглой МПА и любого варианта КМПА, при котором ДН имеет главный лепесток, направленный вдоль оси z , и минимальный уровень бокового излучения.

Рассмотрим круглую МПА без поляризатора (см. рис. 1). Расположим порт на оси x и предположим, что достигнуто распределение возбуждения щели по

азимутальному углу φ в виде стоячей волны напряжения с максимумом на оси x (см. формулу 1).

Так как толщина диэлектрика МПА мала по сравнению с длиной волны λ , напряженность электрического поля в щели $\vec{E}_s(\varphi')$ зависит только от угла φ' , причём эта зависимость такая же, как для напряжения $U(a, \varphi')$. Вектор $\vec{E}_s(\varphi')$ находится в плоскостях, перпендикулярных краю щели в каждой его точке. Вместо поля $\vec{E}_s(\varphi')$ введём в рассмотрение магнитный ток с плотностью $\vec{I}_M(\varphi')$, причём вектор плотности тока перпендикулярен вектору $\vec{E}_s(\varphi')$, а их модули одинаковы: $|\vec{I}_M(\varphi')| = |\vec{E}_s(\varphi')|$. Следовательно, вектор $\vec{I}_M(\varphi')$ в каждой точке направлен по касательной к щели.

Рассмотрим поле в точке наблюдения $M(x, y, z)$ или $M(R_0, \varphi, \theta)$, расположенной в дальней зоне, где радиус сферической системы координат R_0 много больше длины волны λ , а также радиуса щели a . Компонента E_φ является кроссполяризационной по отношению к направлению вектора поля в щели $\vec{E}_s(\varphi')$, поэтому форму ДН определяет компонента E_θ .

Известно [9], что компонента E_θ для кольцевого магнитного тока связана с компонентой A_φ векторного потенциала простым соотношением

$$E_\theta = -jkA_\varphi, \quad (2)$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ — волновое число.

В свою очередь, компонента A_φ выражается через декартовы составляющие A_x, A_y соотношением

$$A_\varphi = -A_x \sin \varphi + A_y \cos \varphi. \quad (3)$$

Эти составляющие порождаются параллельными им компонентами магнитного тока щели $\vec{J}_M(\varphi')$: J_x и J_y , соответственно. Следовательно, вместо реальной трёхмерной щели можем рассматривать излучение в верхнее

полупространство магнитного тока узкой (формально имеющей нулевую ширину) кольцевой щели, прорезанной в плоском бесконечном экране.

Кольцевой ток щели $\vec{I}_s(\varphi')$ имеет только азимутальную составляющую J_φ , амплитуду которой мы примем за единицу, с угловой зависимостью $\cos\varphi'$. Компоненты тока в декартовой системе координат выразим через угловые функции

$$J_x = -J_\varphi \sin\varphi' = \cos\varphi' \sin\varphi';$$

$$J_y = J_\varphi \cos\varphi' = \cos^2\varphi'.$$

Чтобы получить составляющие векторного потенциала A_x, A_y , соответствующие компоненты магнитного тока необходимо проинтегрировать по занимаемому ими объёму. По оси z имеем дельта-функцию, поэтому интеграл переходит в поверхностный. Перейдя от декартовых координат к полярным, для бесконечно узкой щели радиуса a получим расчётные соотношения

$$A_x = -a \int_{-\pi}^{\pi} G(R) \cos\varphi' \sin\varphi' d\varphi';$$

$$A_y = a \int_{-\pi}^{\pi} G(R) \cos^2\varphi' d\varphi'.$$

где R — расстояние между точкой на щели и точкой наблюдения;

$$G(R) = \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \text{ — функция Грина.}$$

Заметим, что в силу периодичности подынтегральных функций начальную точку интегрирования в пределах $[0, 2\pi]$ можно выбирать произвольно.

Для компоненты A_φ (3) после несложных преобразований получим

$$A_\varphi = a \int_{-\pi}^{\pi} G(R) \cos\varphi' \cos(\varphi' - \varphi) d\varphi'.$$

Выразим расстояние между точкой интегрирования и точкой наблюдения через расстояние от начала координат до точки наблюдения R_0 и текущие координаты

$$R = \sqrt{(x - a \cos \varphi')^2 + (y - a \sin \varphi')^2 + z^2} = \sqrt{R_0^2 + a^2 - 2aR_0 \sin \theta \cos(\varphi' - \varphi)}.$$

Так как в дальней зоне $R_0 \gg a$, можем использовать приближенное выражение

$$R \approx R_0 \left(1 - \frac{a}{R_0} \sin \theta \cos(\varphi' - \varphi) \right).$$

С учётом этого для A_φ имеем

$$A_\varphi = aG(R_0) \int_{-\pi}^{\pi} \exp[jka \sin \theta \cos(\varphi' - \varphi)] \cos \varphi' \cos(\varphi' - \varphi) d\varphi'.$$

Замена переменной интегрирования $\varphi' - \varphi = \alpha$, переход к пределам интегрирования $[0, \pi]$ и отбрасывание нечетных подынтегральных функций приводят к следующему выражению

$$A_\varphi = 2aG(R_0) \cos \varphi \int_0^{\pi} \exp[jka \sin \theta \cos \alpha] \cos^2 \alpha d\alpha.$$

Применив формулу двойного угла и воспользовавшись интегральным представлением функций Бесселя m -го порядка

$$J_m(\xi) = \frac{(-j)^m}{\pi} \int_0^{\pi} e^{j\xi \cos t} \cos mt dt$$

для компоненты поля E_θ (2) получим окончательно

$$E_\theta = -4jk\pi aG(R_0) \cos \varphi [J_0(ka \sin \theta) - J_2(ka \sin \theta)]. \quad (4)$$

Введём обозначение $T(a, \theta)$ для зависимости компоненты поля E_θ от радиуса щели и угла θ

$$T(a, \theta) = J_0(ka \sin \theta) - J_2(ka \sin \theta).$$

В горизонтальной плоскости ($\theta = 90^\circ$) радиальная зависимость имеет следующий вид (рис. 3).

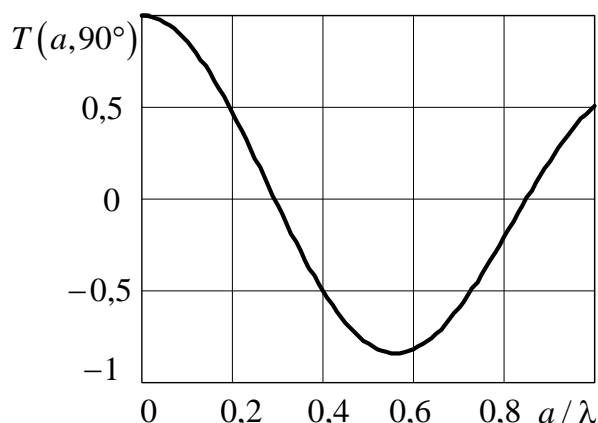


Рис. 3. Зависимость компоненты E_θ от радиуса щели в горизонтальной плоскости

Видно, что при $a = 0,3\lambda$ излучение в горизонтальных направлениях отсутствует, следовательно, ДН имеет только главный лепесток, без бокового излучения. При меньших значениях радиуса боковое излучение появляется, но отсутствуют нули излучения, а при больших — возникает отдельный боковой лепесток (рис. 4).

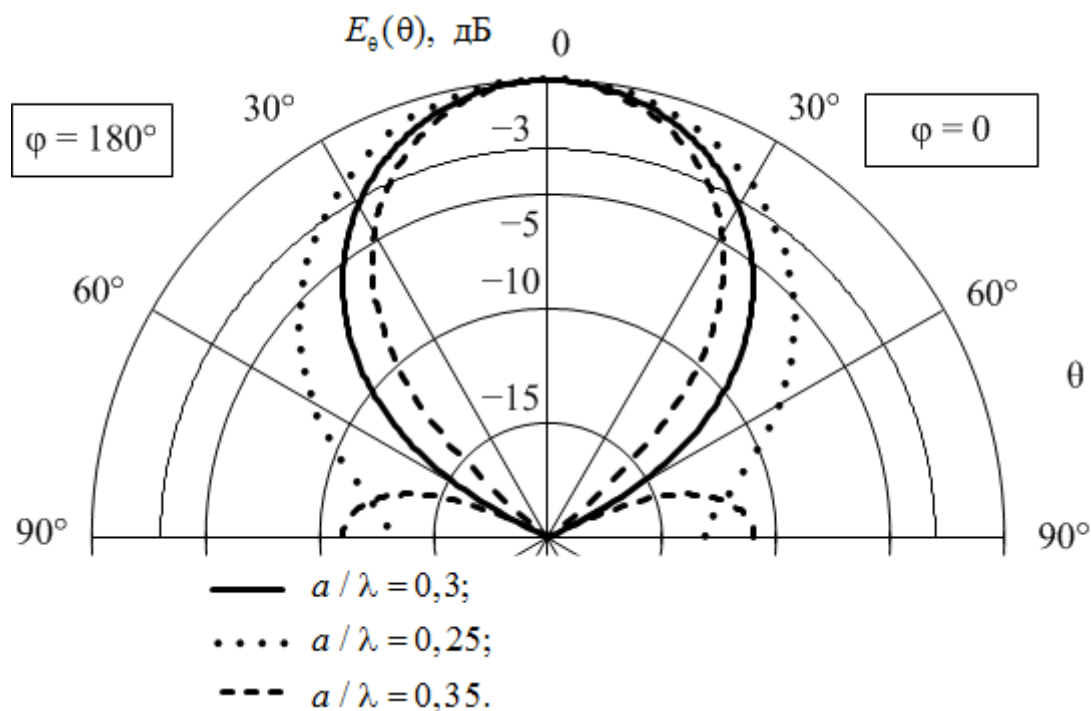


Рис. 4. Угловые зависимости компоненты E_θ для различных радиусов щели.

Таким образом, оптимальное значение радиуса щели близко к $0,3\lambda$. При уменьшении радиуса ДН расширяется, а при увеличении радиуса — сужается. Для конкретных требований к ширине ДН и уровню бокового излучения антенны можно выбрать подходящий радиус щели.

4. Выбор условий возбуждения излучающей щели

Излучающая щель КМПА-В образована внутренней стенкой кольцевого резонатора, а КМПА-Н — наружной. В обоих случаях азимутальное распределение напряжённости поля в щели должно подчиняться закону $\cos\varphi'$ при возбуждении резонатора (без поляризатора) коаксиальным портом, причём вход антенны должен быть согласован с питающим кабелем.

Так как поле имеет единственную компоненту E_z , не зависящую от z из-за малой толщины резонатора, порт, параллельный оси z , обеспечивает возбуждение собственной моды E_{110} нужного типа. Следовательно, достаточно обеспечить условие резонанса (отсутствие реактивной составляющей входного сопротивления) и равенство входного сопротивления волновому сопротивлению кабеля.

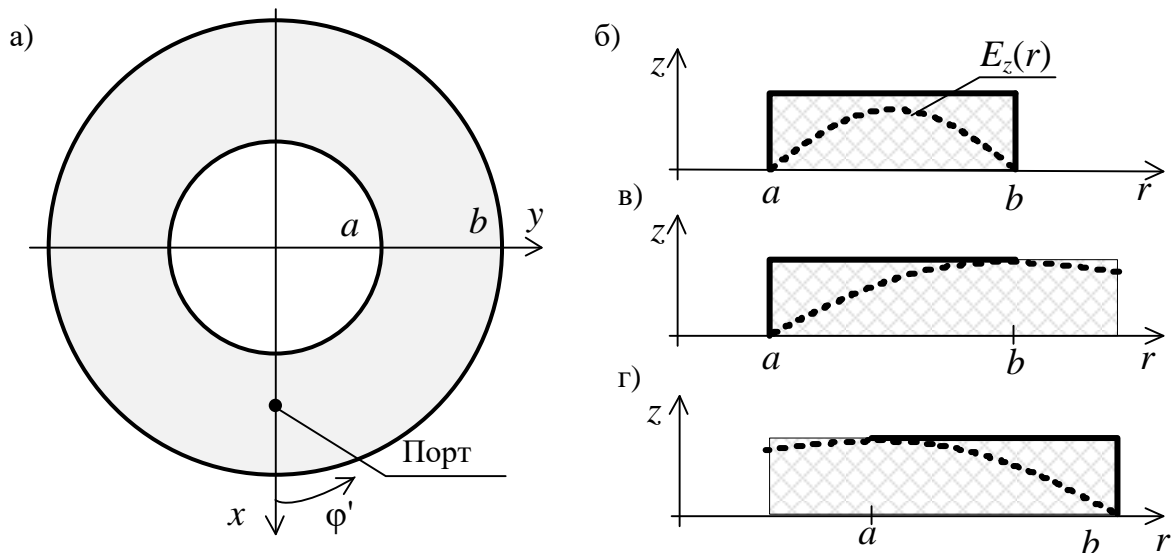


Рис. 5. Вид кольцевого резонатора (а), его сечения и поперечного распределения компоненты поля E_z (б, в, г).

При оценке резонансных размеров микрополосковых резонаторов, в том числе кольцевого, обычно используют приближённую модель Олинера [6]. Однако, во-первых, модель даёт приемлемую погрешность только при относительно малой ширине кольца s , а во-вторых, в ней оба края кольца, при $r = a$ и при $r = b$, считаются открытыми. В нашем случае открытым является только один край кольца, что существенно влияет на форму поперечного распределения поля (рис. 5).

Угловая зависимость собственной моды E_{110} по φ' имеет одну вариацию, (закон $\cos \varphi'$), а радиальная зависимость описывается линейной комбинацией функций Бесселя и Неймана первого порядка [5]

$$E_z(r) = AJ_1(kr) + BY_1(kr), \quad (5)$$

где A, B — постоянные, определяемые граничными условиями;

где $k = \frac{2\pi}{\lambda_\varepsilon}$ — волновое число;

$$\lambda_\varepsilon \text{ — длина волны в диэлектрике: } \lambda_\varepsilon = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon}}.$$

При полностью металлизированных боковых стенках (см. рис. 5 б) граничные условия для E_z будут нулевыми (см. рис. 5 б). Если одна из боковых стенок — открытая (см. рис. 5 в, г), то граничные условия для E_z останутся нулевыми только для металлизированной стенки. Так как открытая стенка является излучающей, наилучшие условия её возбуждения соответствуют максимальному значению E_z , а значит, нулевым условиям для производной от поперечного распределения E_z . В этом предположении граничные условия имеют вид

$$\begin{aligned} AJ_1(ka) + BY_1(ka) &= 0; \\ \alpha AJ_1'(kb) + \alpha BY_1'(kb) &= 0. \end{aligned}$$

Исключив постоянные, получаем трансцендентное уравнение для выбора основных размеров кольца

$$\frac{J_1(ka)}{J_1'(kb)} = \frac{Y_1(ka)}{Y_1'(kb)}. \quad (6)$$

При оптимальном радиусе излучающей щели антенны КМПА-В, равном $0,3\lambda$, нетрудно численно решить уравнение (6) относительно ширины кольца для различных значений диэлектрической проницаемости ε (рис. 6).

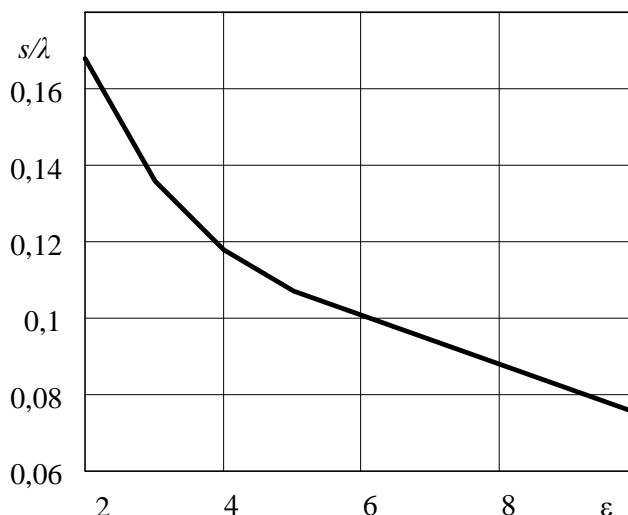


Рис. 6. Зависимость расчётной ширины оптимального кольца от диэлектрической проницаемости основания.

Видно, что для относительной диэлектрической проницаемости основания, меньшей 3, резонансная ширина начинает резко возрастать, что приводит к серьёзным конструктивным трудностям при реализации многочастотной антенны. При больших значениях ε возрастают требования к точности изготовления антенн из-за опасности возбуждения высших собственных мод в резонаторе. Компромисса можно достичь индивидуальным подбором радиуса излучающей щели для каждой частоты, обычно в сторону уменьшения относительно оптимальной величины $0,3\lambda$, поступаясь максимальным КНД.

Полученные оценки являются приближёнными, так как не учитывают излучение из щели. Более того, затруднительно строго сформулировать граничные условия для следующих, практически важных случаев:

— излучающая боковая стенка ограничена разреженной решёткой из штырей, не препятствующей излучению;

— вторая боковая стенка образована плотной решёткой из штырей, допускающей незначительное излучение.

Точные размеры антенн можно подобрать только путём численного моделирования, но предложенный подход позволяет оценить начальные значения геометрических параметров резонатора.

5. Проектирование устройства возбуждения

Устройство возбуждения, как было указано выше, состоит из коаксиального порта и поляризатора.

При толщине диэлектрического основания фольгированного материала до 2—2,5 мм возбуждающий штырь будет иметь незначительную индуктивность, поэтому диаметр штыря не будет существенно влиять на параметры порта: можно использовать центральный проводник питающего коаксиального кабеля. Выбору подлежит только радиальное положение порта.

В рамках нашего предположения о характере поперечного распределения поля в кольце (см. рис. 5 б) входное сопротивление порта будет максимальным по модулю при размещении его у излучающей щели и близким к нулю у металлизированной стенки резонатора. Импеданс излучающей щели резонансных размеров близок к импедансу свободного пространства $W_0 = 120\pi$ Ом [7], т. е. значительно превышает стандартные значения (50 Ом и 75 Ом) волнового сопротивления коаксиальных кабелей. Следовательно, в полости кольца должна быть такая точка размещения порта, в которой кабель при резонансе может быть согласован с антенной. Как было отмечено выше, корректно сформулировать электродинамическую задачу о возбуждении кольцевого резонатора штырём в нашем случае затруднительно, поэтому подбор положения порта целесообразно выполнять в ходе численного моделирования. В качестве начального значения целесообразно взять середину кольца по ширине.

Выше были определены условия, при которых порт на оси x обеспечит возбуждение излучающей кольцевой щели стоячей волной напряжения,

распределённой вдоль щели по закону $\cos \varphi'$. Поле излучения при этом будет иметь линейную поляризацию в плоскости (x, z) с максимумом ДН в направлении оси z . Чтобы получить круговую поляризацию, можно разместить второй порт на оси y и возбудить его с такой же амплитудой, но со сдвигом фазы 90° относительно первого. Конструкция такого активного, двухточечного и фазированного устройства возбуждения достаточно сложна, а для трёхчастотной антенны становится неприемлемо громоздкой.

Требуемое возбуждение резонатора может обеспечить пассивный поляризатор в виде короткозамыкающего штыря малого диаметра (например, равного диаметру возбуждающего штыря). Первичное электромагнитное поле резонатора возбуждает в штыре электрический ток, который создаёт вторичное поле, по структуре аналогичное первичному полю, но имеющее сдвиг фазы относительно него. Амплитуда и фаза вторичного поля определяются индуктивностью штыря, его радиальным и угловым положением в резонаторе. В частности, при расположении штыря в плоскости zOy ($\varphi = 90^\circ$) ток на штыре не будет возбуждаться, так как в этой плоскости напряженность первичного поля равна нулю. Смещая штырь в сторону порта, получаем возрастание амплитуды возбуждения вторичного поля и изменение его фазы. Разность фаз между первичным и вторичным полями, равная угловому расстоянию между штырями, является необходимым, но не достаточным условием получения круговой поляризации излучаемого поля. Для достижения равенства амплитуд первичного и вторичного полей требуется подбирать радиальное положение штыря, однако вследствие влияния амплитуды тока штыря на вносимый им сдвиг фаз такой подбор может оказаться затруднительным. Если в противоположной относительно первого штыря точке резонатора поместить второй штырь, то задача облегчится благодаря уменьшению требуемой амплитуды тока каждого штыря.

6. Рекомендации по численному моделированию трёхчастотных антенн

Соображения, высказанные выше, были основаны на приближённом электродинамическом анализе, результаты которого доказывают возможность создания трёхчастотной антенны на основе кольцевых микрополосковых структур, но не позволяют рассчитать точные размеры элементов конструкции антенны. Следовательно, задачи проектирования можно решить только путём численного моделирования с помощью надёжных САПР СВЧ-структур. На сегодняшний день, по нашему мнению, к одной из наиболее подходящих к подобным задачам САПР относится пакет программ *CST Microwave Studio* [10].

С учётом двух вариантов расположения излучающей щели и двух вариантов объединения трёх плоских антенн в единую конструкцию могут быть выполнены четыре вида трёхчастотной антенны:

- КМПА-Н пирамидальной компоновки, с размещением высокочастотных излучателей над низкочастотным;
- КМПА-Н с размещением излучателей в одной плоскости;
- КМПА-В пирамидальной компоновки, с размещением высокочастотных излучателей под низкочастотным;
- КМПА-В с планарным размещением излучателей.

Для примера на рисунках 7, 8 приведены *CST*-модели двух вариантов трёхчастотных антенн, где обозначены:

- диэлектрическое основание 1;
- металлические накладки 2;
- решётки штырей, ограничивающих кольцевые резонаторы 3;
- коаксиальные порты 4;
- штыри-поляризаторы 5.

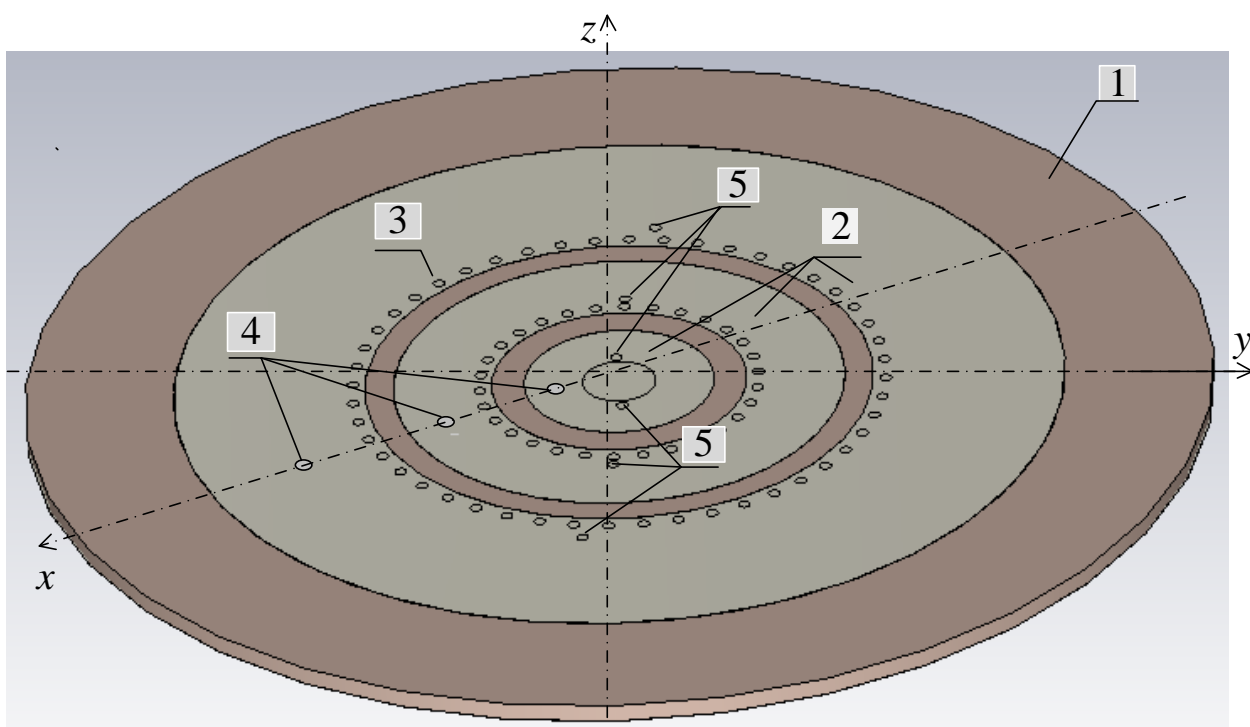


Рис. 7. Вид модели трёхчастотной антенны планарной компоновки с наружными излучающими щелями (КМПА-Н).

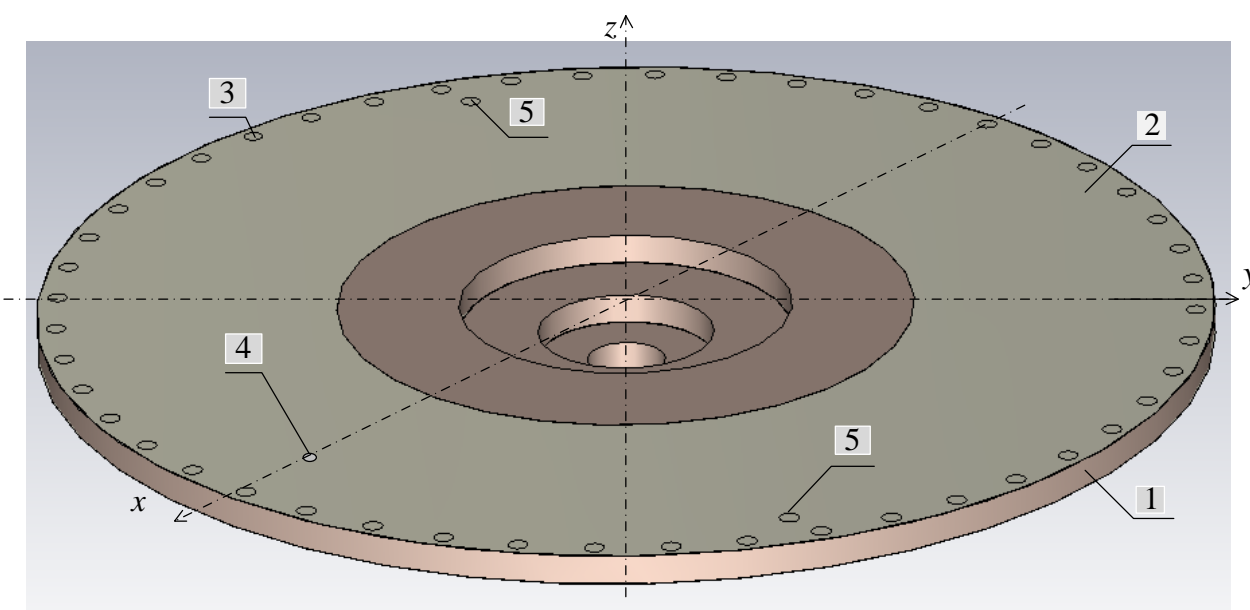


Рис. 8. Вид модели трёхчастотной антенны пирамидальной компоновки с внутренними излучающими щелями (КМПА-В).

Порядок расчёта совмещенных антенн должен учитывать характер влияния элементов каждой антенны на параметры других антенн. На первом этапе создаётся модель низкочастотной антенны с предварительными

значениями размеров, которые учитывают как приведенные выше рекомендации, так и внешние конструктивные ограничения. Проводится серия расчётов с целью подобрать оптимальные размеры для достижения необходимой диаграммы направленности, поляризации и согласования. Методом электродинамического подобия и с учётом выбранной компоновки трёхчастотной антенны оцениваются размеры более высокочастотных антенн, выполняются их расчётные модели и оптимизируются отдельно, каждая на своей частоте.

На втором этапе производится постепенное объединение моделей в порядке, определяемом выбранной конструкцией.

В частности, в планарных компоновках для КМПА-Н на параметры высокочастотной антенны влияет только ближайшее внешнее, по отношению к ней, кольцо с металлизированным внутренним краем. Для КМПА-В, наоборот, низкочастотная антенна может быть оптимизирована после наращивания внутренним кольцом с металлизацией по её краю.

В пирамидальных конструкциях КМПА-В антенны можно рассчитывать по отдельности, добавив экран под излучающей щелью в виде продолжения нижнего слоя фольги внутрь до радиуса верхней фольги внутренней антенны.

7. Заключение

Нами для примера была оптимизирована трёхчастотная КМПА-Н планарной компоновки (см. рис. 7). Удалось выдержать радиусы щелей для нижней частоты f_1 и для второй частоты $2f_1$, равными оптимальному значению $0,3\lambda$, а радиус излучателя для частоты $3f_1$ пришлось уменьшить примерно до $0,2\lambda$, так как относительное изменение длины волны для утроенной частоты, естественно, меньше, чем для удвоенной.

Были также выполнены модели других конструкций КМПА-Н и КМПА-В, сравнение параметров которых показало, что при одинаковых габаритах антенны с внутренними излучающими щелями имеют меньший коэффициент направленного действия, чем с внешними щелями, но конструктивно удобнее

при использовании в качестве облучателя параболического зеркала. У антенн с внешними щелями можно более свободно подбирать форму диаграммы направленности, а значит, их целесообразнее применять как самостоятельные антенные устройства или элементы антенных решеток.

Литература

1. Панченко Б. А., Нефёдов Е. И. Микрополосковые антенны, М., Радио и связь, 1986, 144 с.
2. Bhartia P., Bahl I., Garg R., Ittipiboon A. Microstrip antenna design handbook. Norwood, Artech House Publ., 2001. 878 p.
3. Вернигоров Н. С. Неизвестная нелинейная локация как технология двойного применения // Защита информации. Конфидент: сетевой журн. 2003. №6. С. 80-83.
URL: http://www.analitika.info/info1.php?page=1&full=block_article112.
4. Бельчиков А. В., Мишустин Б. А., Дзисяк А. Б., Зайцев В. К. Взгляд разработчиков нелинейных локаторов серии «ЛОРНЕТ» на некоторые актуальные вопросы нелинейной локации. [электронный ресурс] URL: http://www.elvira.ru/assets/files/Non-linear-detection_RF-developers_view.pdf (дата обращения: 05.09.2016).
5. Марков Г. Т., Чаплин А. Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.—Л., Энергия, 1967. 376 с.
6. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств. Под ред. В. И. Вольмана. М., Радио и связь, 1982. 328 с.
7. Мишустин Б. А., Слёзкин В. Г. Трёхчастотная плоская микрополосковая антенна // Материалы междунар. научн. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн» (ИРЭМВ-2015), июнь – июль 2015, Ростов-на-Дону, Изд-во ЮФУ, с.212-215.
8. Мишустин Б. А., Слёзкин В. Г. Кольцевая микрополосковая антенна с круговой поляризацией излучения // Материалы 25-й Международной

крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015), сентябрь, 2015, Севастополь, с. 487-488.

9. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М., Высш. шк., 1988. 432 с.

10. Курушин А. А., Пластиков А. Н. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio. М., Изд-во МЭИ, 2011. 155 с.

Ссылка на статью:

Проектирование многочастотных микрополосковых антенн круговой поляризации.
Б.А.Мишустин, В.Г.Слѐзкин. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2017, №1,
Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jan17/6/text.pdf>