

## Электрически малые антенны. Часть 2\*

© Авторы, 2016

© ЗАО «Издательство «Радиотехника», 2016

**К.Н. Климов** – д.т.н., профессор, вед. науч. сотрудник, АО «НПО «ЛЭМЗ»

E-mail: const0@mail.ru

**А.С. Годин** – инженер, АО «НПО «ЛЭМЗ»

E-mail: andrey.godin@gmail.com

**Д.С. Гежа** – руководитель технического отдела, ООО «Метриктест»

E-mail: dmitry.gez@gmail.com

Приведен обзор основных типов электрически малых антенн: диэлектрические нагруженные антенны, меандровые антенны, крестовой монополю, скрещенно-полевые антенны, диполь Снайдера, антенна сдвоенная петля, многоплечевой диполь, комплиментарная парная антенна, интегрированная антенна, антенна в оболочке среды Веселаго, фрактальные антенны, антенны на микросхеме, случайно сегментированные антенны, множественные мультиполю, антенна на основе переключаемых петель, антенна Тала: однозаходная спираль на сфере Чу, антенна Густафссона.

**Ключевые слова:** электрически малые антенны, Виллер-Чу-Маклин.

An overview of the main types of electrically small antennas: dielectric loaded antennas, meanderline antennas, cage monopole, crossed-field antenna, snyder dipole, loop-coupled loop antennas, multiarm dipole, complementary pair antenna, integrated antenna, antenna in a NIM shell (environments of Veselago), fractal antennas, antenna on a chip, random segment antennas, multiple multipoles, switched loop antenna, Thal antenna: one-turn helix on the sphere Chu, Gustafsson antenna.

**Keywords:** electrically small antenna, Wheeler-Chu-McLean.

Приемопередающие модули как бортовых, так и наземных систем связи различного назначения становятся все более миниатюрными. Именно поэтому уменьшение габаритов антенных систем является чрезвычайно актуальной задачей. В первой части данной статьи были рассмотрены основные ограничения на параметры электрически малых антенн (ЭМА) и приведен обзор следующих типов электрически малых антенн: электрические и магнитные диполи и петли, монополю зигзаг-меандр Вонг-Кинга, многозаходные спирали Беста на сфере, нагруженные петлевые вибраторы и сложенные монополю, антенна Гоубау, патчевые антенны с подложками из материалов с большим значением диэлектрической и магнитной проницаемости, включая метаферритовые вещества, слив и PIF антенны, петлевые антенны, векторный сенсор, антенны на основе диэлектрического резонатора, обмоточная тороидальная спиральная антенна, антенны на основе линий передачи, Гало, Хула обручная и ДДРР антенны [1].

**Ц е л ь р а б о т ы** – дать обзор различных типов ЭМА.

Рассмотрим ЭМА следующих типов: диэлектрические нагруженные антенны, меандровые антенны, крестовой монополю, скрещенно-полевые антенны, диполь Снайдера, антенна сдвоенная петля, многоплечевой диполь, комплиментарная парная антенна, интегрированная антенна, антенна в оболочке среды Веселаго, фрактальные антенны, антенны на микросхеме, случайно сегментированные антенны, множественные мультиполю, антенна на основе переключаемых петель, антенна Тала: однозаходная спираль на сфере Чу, антенна Густафссона.

### 1. Диэлектрические нагруженные антенны

Диэлектрические нагрузки для антенн являются нежелательными с точки зрения протекания электрического тока, поскольку ток уменьшается как  $1/\epsilon_r$ , (Виллер, Wheeler, 1947; Щелкунов и Фриис, Schelkunoff and Friis, 1952) [2,3]. Диполи или монополю расположенные внутри диэлектрика, исследуются с 1950-х годов. Полк (Polk, 1959) [4] анализировал биконический диполь, расположенный в диэлектрическом шаре, используя метод Щелкунова для линии передачи. Для короткого биконического диполя реактивная нагрузка будет уменьшаться из-за диэлектрика, но ширина полосы рабочих частот при этом также уменьшается. Гримс (Grimes, 1958) [5] показал, что диэлектрическое окружение вокруг диполя

\* Часть 1 – см. Успехи современной радиотехники. 2016. № 6. С. 47–62.

будет оказывать воздействие на сопротивление из-за диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r$ , но не из-за магнитной проницаемости  $\mu_r$ . Галес (Galejs, 1962, 1963) [6,7] использовал метод сферических мод для изучения короткого диполя в диэлектрической сфере. При использовании низших мод он показал, что произведение КПД на полосу рабочих частот изменяется как  $9\epsilon_r / (\epsilon_r + 2)^2$ . Для  $\epsilon_r = 1$  этот фактор равен 1 и для больших  $\epsilon_r$  это выражение аппроксимируется выражением  $9/\epsilon_r$ . Максимум получается при  $\epsilon_r = 2$  и составляет 1,125. Это противоречит результатам Виллера (Wheeler, 1958) [8]. Результаты Галеса обобщил Чаттерджи (Chatterjee, 1985) [9]. Измерения были сделаны для коротких зондов расположенных внутри диэлектрика Бирчфилдом и Фри (Birchfield and Free, 1974) [10]: диэлектрик улучшает согласование сопротивления. Анализ методом моментов покрытого диэлектриком диполя был сделан Ричмандом и Ньюманом (Richmond and Newman 1976) [11]. Активная проводимость при резонансе линейно увеличивается в соответствии с выражением

$$\frac{(\epsilon_r - 1)}{\epsilon_r} \ln\left(\frac{b}{a}\right), \quad (1)$$

где  $a$  – радиус диполя;  $b$  – радиус покрытия из диэлектрика.

Для указанного выше случая ширина полосы пропускания уменьшается (Попович и Дйоркевич, Popovic and Djorkjevic, 1981) [12]. Смит (Smith, 1977) [13], основываясь на работах Галеса, отметил, что произведение КПД на ширину полосы рабочих частот уменьшается при увеличении значения относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика.

Цилиндрическое покрытие из диэлектрика или феррита покрывающее диполь было рассмотрено как резонатор в следующих работах Джеймса и др. (James et al., 1974) [14], Джеймса и Хендерсона (James and Henderson, 1978) [15] и Фуджимото и др. (Fujimoto et al., 1987) [16]. Для анализа излучателя в данных работах используется следующий подход. Внешнее поле имеет непрерывный спектр собственных решений, а закрытый объем описывается дискретным спектром. При использовании метода возмущений считается, что внутренние поля будут незначительно изменяться из-за учета потерь на излучение. При этом можно использовать вариационный метод для нахождения полей. Результат показывает уменьшение КПД (из-за потерь в веществе) и уменьшение ширины полосы рабочих частот при наличии диэлектрика. Ухудшение характеристик становится меньше, когда для материала, окружающего антенну,  $\mu_r = \epsilon_r$ . Уменьшение длины диполя для обеспечения резонанса, при использовании диэлектрического покрытия, может не компенсироваться соответствующим уменьшением КПД и уменьшением полосы рабочих частот. Для субрезонансного случая Кинг и Смит (King and Smith, 1981) [17] сформулировали интегральные уравнения для токов. Синха и Саоди (Sinha and Saoudy, 1990) [18] провели анализ с использованием метода Винера-Хопфа (Weiner-Hopf) для диполя покрытого диэлектриком. Подход FDTD (Finite Different Time Domain) был использован Бретонсом и др. (Bretones et al., 1994) [19] для случая, когда диэлектрическое покрытие является очень тонким по сравнению с радиусом провода при значении относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r = 3,2$ . Были получены маленькие сдвиги пиков сопротивления. Франкавилла и др. (Francavilla et al., 1999) [20] добавили круглый цилиндр сверху монополя с диэлектрическим заполнением между цилиндром и заземленной плоскостью. Для анализа такой геометрии методом согласования мод были использованы цилиндрические функции. При увеличении значения относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r$ , как и ожидалось, уменьшается резонансная частота и ширина полосы рабочих частот (Джанасатия и Биалковский, Janapsatya and Bialkowski, 2004) [21]. Использование различных диэлектрических нагрузок позволяет сводить короткий монополь к монополю, длина которого составляет четверть длины волны (Кеннеди и др., Kennedy et al., 2003) [22].

Диэлектрические покрытия на монополях и диполях позволяют возбуждать резонанс при их длинах меньше чем четверть длины волны, но при этом снижается КПД, уменьшается полоса рабочих частот и ухудшаются также другие характеристики.

## 2. Меандровые антенны

Резонансный размер диполя может быть уменьшен путем изгибания проводника так, как показано на рис. 1. Такая форма диполя была рассмотрена в работе Рашида и Тайя (Rashed and Tai, 1991) [23].

Длина провода, для обеспечения резонанса, должна составлять половину длины волны. Для данных антенн экран возбуждающий коаксиал соединяют с заземленной плоскостью или с патчем, которые расположены на расстоянии четверти длины волны. Монополь в виде извилистой линии для ноутбуков был описан Лином и др. (Lin et al., 2005) [24]. Меандровые патчи описали также Чанг и Ку (Chang and Kuo, 2005) [25]. При размещении в центре монополя креста из петлевых диполей наблюдается уменьшение КПД (Альтшулер, Altshuler, 1993) [26].

Хотя можно создать условия для резонанса меандрового монополя и для длин меньше четверти длины волны, но в этом случае очень сильно ухудшатся характеристики излучателя (Бест, Best, 2003) [27]. Замкнутое пространство проводов концентрирует реактивную энергию, которая уменьшает ширину полосы рабочих частот. Сопротивление излучения в этом случае для монополя будет определяться физической длиной, а не длиной проводов, что значительно меньше. При этом увеличение длины проводов не приводит к соответствующему уменьшению сопротивления.

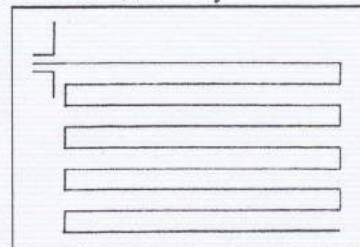


Рис. 1. Меандровая антенна

### 3. Крестовый монополь

Новая схема нагрузки монополей использует четыре монополя, образующих клетку четырех монополей с нагружением каждого монополя линией сверху. Каждый монополь с линией является независимым излучателем (Брейкал и др., Breakall et al., 2002, 2003) [28,29]. Необходимо дополнительно отметить, что каждый монополь связан с передающей линией трансформатором, повышающим низкое сопротивление излучения. В предлагаемых вариантах антенн четыре трансформатора подключены параллельно (рис. 2).

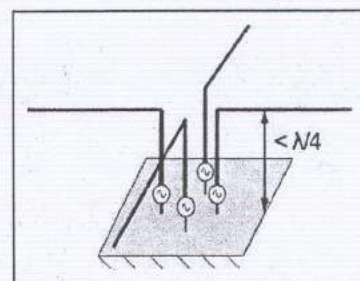


Рис. 2. Крестовый монополь

Метод моментов позволяет рассматривать данные излучатели с учетом заземленных проводов и земли. Простейшее понимание принципа работы рассматриваемой антенны можно получить, используя модель четырех независимых диполей, размеры которых много меньше, чем четверть длины волны. Для адекватного описания сопротивления излучения такой антенны, которая состоит из монополей с практически постоянным током и диполей, в которых имеется треугольное распределение тока, достаточно рассматривать только ток в диполях. Если один диполь имеет сопротивление  $Z_{11}$  то взаимные импедансы  $Z_{12}, Z_{13}, Z_{14}$  будут определяться сопротивлением  $Z_{11}$ , причем значение реактивности уменьшается из-за близкого расположения диполей. Сопротивление каждого диполя в клетке стремится к значению  $4Z_{11}$  [30]. Причем, как указано в работе [30], использование трансформаторов не изменяет значение сопротивлений. Таким образом, добротность  $Q$  клетки по существу равняется добротности одного монополя из клетки. Согласование такого излучателя проводят следующим образом: используют одиночный монополь, а четыре или более проводов, связанных вместе в точке возбуждения, нагружают на эквивалентную нагрузку. Таким образом разделяют задачу возбуждения одиночного монополя и задачу минимизации взаимного влияния четырех близкорасположенных монополей.

### 4. Скрещенно-полевые антенны

Хейтли и Каббари (Hately and Kabbary) в 1980-х гг. предложили антенны на основе скрещенных полей (скрещенно-полевые антенны (СПА)). Эти антенны основываются на некотором новом принципе: вектор напряженности электрического поля  $E$  и вектор напряженности магнитного поля  $H$  создаются независимо друг от друга. Базовая геометрия показана на рис. 3.

Два горизонтальных круглых металлических диска  $D_1$  и  $D_2$  формируют емкость, которая возбуждается передатчиком, далее утверждается, что ток смещения между пластинами производит азимутальное магнитное поле. Два полых вертикальных металлических круглых цилиндра  $E_1$  и  $E_2$  располагаются сверху металлических дисков  $D_1$  и  $D_2$ . Передатчик также возбуждает цилиндры, но со сдвигом фаз в 90 град по сравне-

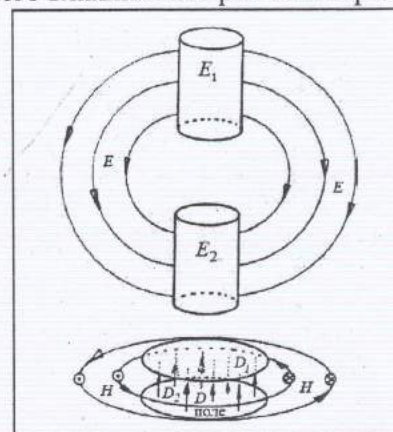


Рис. 3. Скрещенно-полевая антенна

нию с возбуждением горизонтальных металлических дисков. Электрическое поле продуцируется вертикальными цилиндрами. Поэтому вектор Пойнтинга, который перпендикулярен векторам напряженностей электрического  $E$  и магнитного  $H$  полей, излучается в открытое пространство. Некоторые из таких СПА были построены для средних волн. По мнению авторов «источниками электрического и магнитного поля являются независимые источники», «два поля располагаются под прямым углом к друг другу в возбуждаемой зоне», «всякое СПА является способной излучать на любой частоте», «Метод Моментов не может быть использована для моделирования СПА, потому что моделирует только токи» (Каббари, Хейтли и Стюарт, Kabbary, Hately and Stewart, 1989; Каббари, Хаттаб и Хейтли, Kabbary, Khattab and Hately, 1997; Каббари и др., Kabbary et al., 1999; Хейтли, Каббари и Хаттаб, Hately, Kabbary and Khattab, 1991; см. также патент Великобритании №2215524 и патент США №5155495) [31–34]. Отметим, что рецензируемые антенные журналы не принимают статьи по СПА.

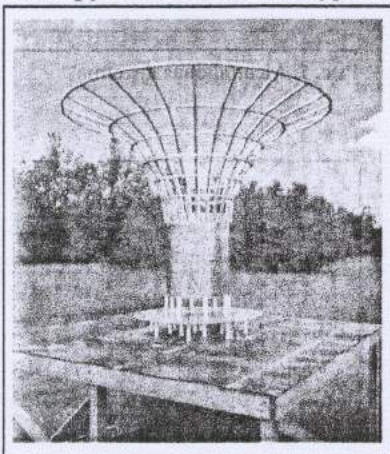


Рис. 4. Построенная и измеренная Белросом СПА

Критический анализ был сделан Смитом (Smith, 1992) [35]. Он выполнил простейший анализ на уровне теории цепей для выбранной СПА антенны и получил в результате, что КПД такой антенны ниже 50% при добротности порядка 20. Полученные значения, по-видимому, связаны с тем, что СПА можно рассматривать как толстый монополю. В работах Белроса (Belrose, 2000) [36,37] приведены результаты расчетов СПА методом моментов и результаты экспериментов по определению характеристик соответствующих антенн (рис. 4).

Экспериментальная модель, близкая к рассмотренной выше СПА, построена в городе Танта (Египет). Цилиндры, формирующие электрическое поле  $E$ , и пластины, формирующие магнитное поле  $H$ , имеют высокую добротность  $Q$  (что соответствует низкому сопротивлению излучения). В результате 90-градусного сдвига фаз между электрическим и магнитным полем энергия осциллирует между цилиндрами и пластинами, что дополнительно увеличивает потери. Следует отметить, что анализ, проведенный с использованием NEC симулятора, и результаты измерений хорошо согласуются между собой. Хансен в работе [30] критикует Каббари следующим образом: 1) колебания энергии между цилиндрами и пластинами не являются существенными, 2) в непосредственной близости от «электродов» СПА, волновое сопротивление намного больше, чем  $120\pi$  Ом, 3) коэффициент усиления  $K$ , СПА нечувствителен к сдвигу фаз в напряжениях возбуждения дисков и цилиндров. Еще раз отметим, что анализ СПА антенн с помощью метода моментов дает хорошее согласование с экспериментальными данными.

Хэтфилд (Hatfield, 2000) [38] рассчитал, что для того чтобы типичные СПА имели отношение величины напряженности электрического поля  $E$  к величине напряженности магнитного поля  $H$   $120\pi$ , требуется напряжение между пластинами более чем 1 мегавольт. Каббари и Хейтли, по-видимому, не поняли, что и производящие магнитное поле пластины и производящие электрическое поле цилиндры формируют ближние поля, для которых импеданс не равняется импедансу вакуума  $120\pi$ . Более того, ближние поля не являются ортогональными.

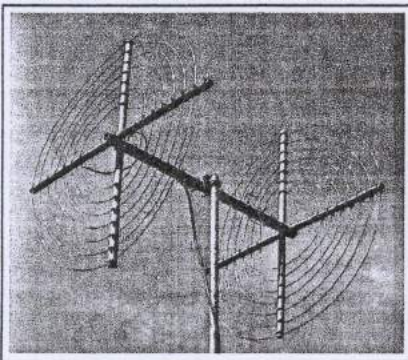


Рис. 5. EH-антенна

Все измерения, сделанные Каббари и др., вызывают сомнения по следующим причинам. Почти все СПА расположены на крышах зданий, которые хотя бы частично покрыты металлом. Почти все измерения СПА сделаны для передающих станций, имеющих огромные системы заземления. В других случаях, те, кто проводили измерения, не имели доступа к фазирующему и согласующему оборудованию. По крайней мере, в одном случае был обнаружен скрытый кабель заземления. В целом настройка и регулировка СПА оказывается достаточно трудоемкой процедурой. Необходимо отметить, что все предложенные и апробированные СПА имели узкую полосу рабочих частот. Вариантом СПА является EH-антенна, но принципы ее построения являются теми же самыми, что были рассмотрены выше для СПА антенн. Пример EH-антенны показан на рис. 5.

## 5. Диполь Снайдера

Диполь со встроенными коаксиальными согласующими шлейфами был изобретен Снайдером (Snyder, 1984) [39,40]. В предложенной конструкции была получена широкая полоса согласования. Диполь Снайдера приведен на рис. 6, на котором также показаны излучающие токи.

Рассматриваемая конфигурация может быть декомпозирована на параллельную комбинацию трех структур: тонкий диполь и два закороченных на конце шлейфа линии передач (рис. 7).

Учитывая вышесказанное можно говорить о том, что эквивалентная схема этой антенны является простейшей комбинацией диполя и шлейфов передающей линии. Отметим, что коаксиальная структура экранирует токи, предотвращая излучение, причем длина шлейфов близка к резонансной.

Можно рассмотреть вопрос о замене диполя Снайдера двумя проводящими шлейфами, но такую замену нельзя признать эквивалентной. В диполе Снайдера возвратные токи шлейфа экранированы, тогда как в шлейфе двухпроводной линии передач токи практически компенсируют друг друга.

В итоге диполь Снайдера не лучше, чем толстый диполь такого же диаметра, как шлейфы из коаксиала. Итоговая полоса рабочих частот хуже, чем у толстого диполя, потому что токи шлейфов передающих линий находятся вдали от резонанса, что не учитывается в простейшем анализе.



Рис. 6. Диполь Снайдера

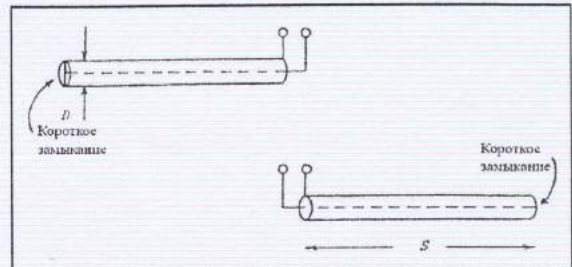


Рис. 7. Компоненты диполя Снайдера

## 6. Антенна «сдвоенная петля»

Антенна «сдвоенная петля» состоит из большой принимающей вспомогательной петли, которая возбуждается связью с малой эксцентричной петлей (рис. 8) (Дунлейви, Dunlavy, 1971) [41].

Потери большой петли, которая связана с малой петлей, увеличивают полосу рабочих частот и уменьшают КПД, но усиление будет тем меньше, чем для петли большого размера. Можно говорить о том, что антенна является рассеивающей (Баррик, Barrick, 1986) [42].

Обе петли являются маленькими по сравнению с длиной волны, и их можно рассматривать с точки зрения теории цепей. На рис. 9 приведена схема рассматриваемой антенны, состоящей из двух петель.

Для большой петли сопротивление  $R_r$  соответствует сопротивлению излучения, активное сопротивление  $R_l$  — омическим потерям, индуктивности  $L$  и емкости  $C$  — индуктивности и емкости большой петли. Для маленькой петли, соответственно, в схеме отображены омические потери  $R_{l1}$ ,  $L_1$  — индуктивность,  $R_0$  — сопротивление нагрузки. Взаимная индуктивность  $X_m$  отображает связь между большой и малой петлями антенны. Белрос (Belrose, 2003, 2005) [43–45] промоделировал данную антенну методом моментов с помощью программы NEC-4. В результате он получил, что КПД антенны является очень маленьким и полоса рабочих частот является очень узкой, в силу того, что добротность  $Q$  очень высока для петли большого размера.

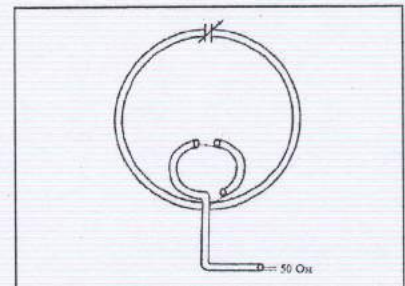


Рис. 8. Антенна «сдвоенная петля»

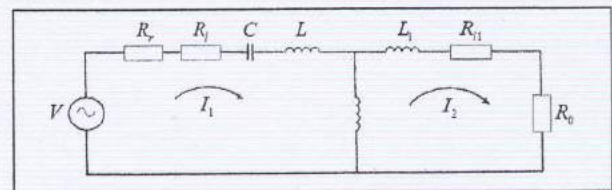


Рис. 9. Эквивалентная цепь антенны «сдвоенная петля»

## 7. Многоплечевой диполь

Различные авторы (Тернер и Ричард, Turner and Richard, 1968) [46] много раз предлагали конструкцию многоплечевого диполя. Концепция построения многоплечевого диполя может быть пояснена следующим образом. На рис. 10 показаны варианты многоплечевых диполей, каждая пара плеч которых отличается друг от друга, причем каждая из них настроена на свою частоту. Это позволяет, по мнению авторов идеи использования многоплечевых вибраторов, расширить полосу рабочих частот.

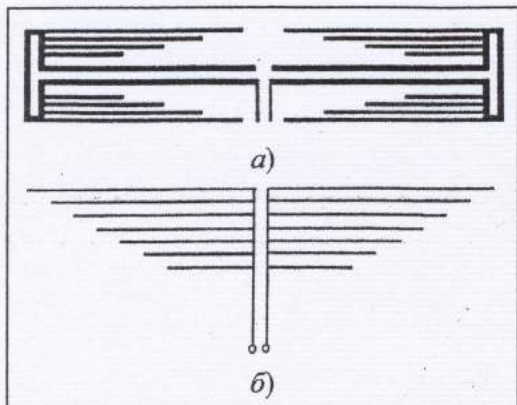


Рис. 10. Многоплечевой диполь: а – вариант 1; б – вариант 2

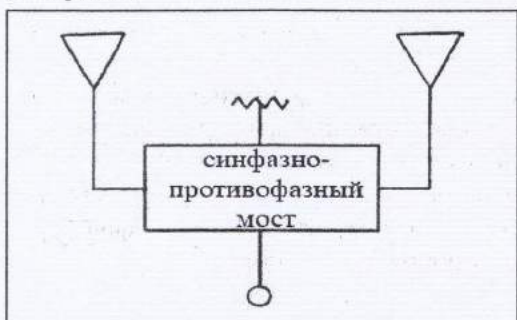


Рис. 11. Комплементарно парная антенна

### 9. Интегрированная антенна

Интегрированными антеннами (Тернером и Meinком) были названы ЭМА, которые содержат в своем составе полупроводниковые элементы. Впервые обсуждение вопроса по интеграции полупроводниковой электроники внутрь антенн встречается в работах Фроста (Frost, 1960, 1964) [50,51], который использовал антенну в качестве резонатора параметрического усилителя. Подобные идеи по интеграции усилителя с антенной были рассмотрены в статье Копленда и др. (Copeland et al., 1964) [52]. Для интегрированных антенн было рассмотрено много конструкций. Большинство предложенных конструкций являются петлевыми монополями, которые нагружены емкостями. Транзистор вставляется между емкостной платой и петлевым монополем (рис. 12).

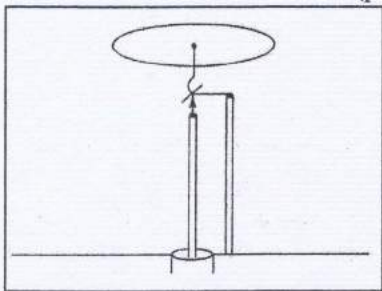


Рис. 12. Интегрированная антенна

Другие схемы включения транзисторов также были апробированы, причем это были широкополосные конфигурации (Флакенекер и Meinк, Flachenecker and Meinke, 1967) [53]. Транзистор мог располагаться ниже верхней емкости, или мог быть ближе к точке возбуждения, в зависимости от частоты, на которой требуется обеспечить минимальное значение КСВ. Действие такой схемы можно разъяснить при рассмотрении примера, показанного на рис. 12, с транзистором ниже емкостной пластины. Транзистор действует как переменное сопротивление, вставленное в схему петлевого диполя, с величиной сопротивления, зависящего от уровня смещения. Сопротивление делает петлевой монополю широкополосным без увеличения выходного напряжения. Транзистор может также использоваться как цепь переменной реактивной нагрузки, добавляющей емкость для настройки индуктивности монополя. Интегрированная антенна имеет эффективную длину, такую же, как у нагруженного емкостью монополя, но потери в транзисторе расширяют полосу рабочих частот и снижают КПД, внося значительные шумы (Маклиан и Ремсдейл, Maclean and Ramsdale, 1975) [54]. Нестабильности, вносимые активной нагрузкой, были рассмотрены Фенсоном и Ченом (Fanson and Chen, 1974) [55]. После нескольких лет ажиотажа бы-

Однако из-за того, что все плечи являются связанными между собой и расположены близко друг к другу, все вибраторы вместе ведут себя как единый ансамбль. В результате, как правило, получается антенна с узкой полосой частот, которую, ко всему прочему, невозможно настроить. Отсутствие модели, описывающей данный излучатель, дополнительно ухудшает ситуацию.

### 8. Комплементарная парная антенна

Комплементарная парная антенна (Шредер, Schroeder, 1964, 1969; Шредер и Су Ху, Schroeder and Soo Hoo, 1976) [47–49] состоит из двух антенн, связанных синфазно-противофазным мостом (рис. 11).

Концепция создания такой антенны связана с тем, что предполагается, что реактивности будут взаимно компенсировать друг друга, в то время как активные сопротивления излучения будут складываться. Гибриды с высоким рассогласованием (обычно не равными нагрузками) дают только частичную компенсацию реактивности, причем компенсация сильно зависит от частоты. Кроме того, окружение двух антенн может делать реактивные сопротивления различными, и из-за этого компенсация реактивности может быть только частичной. Взаимная связь двух антенн дополнительно ухудшает компенсацию реактивности. Когда используются две толстые антенны, эффект компенсации реактивностей уменьшается и тогда проще использовать одну антенну.

ло достигнуто соглашение о том, что оптимальным размещением активных устройств является не непосредственное размещение в антенне, а размещение активных устройств на входе антенн. Следует отметить, что управление коэффициентом шума может быть достигнуто соответствующим ограничением полосы рабочих частот.

### 10. Антенна в оболочке среды Веселаго

Другие попытки, связанные с преодолением фундаментальных ограничений на ширину рабочих частот ЭМА, были предприняты Зиолковским и др. (Ziolkowski et al., 2003) [56], которые расположили тонкую оболочку вокруг короткого диполя, причем диаметр оболочки был также мал по сравнению с длиной волны (рис. 13).

Оболочка из метаматериала с отрицательным показателем преломления (среда Веселаго) может использоваться для трансформации волнового сопротивления в той части дисперсионной кривой, в которой проявляются свойства среды Веселаго. Утверждалось, что оболочка из среды Веселаго может значительно увеличить сопротивление излучения, расширить полосу рабочих частот диполя и уменьшить реактивное сопротивление.

Увы, электрически малые антенны, с тонкой оболочкой из вещества с отрицательным показателем преломления могут быть сделаны лишь из широко известного материала – унобтаний\* (unobtainium) [30].

Получить отрицательный показатель преломления достаточно сложно. Для этого требуются: решетка длинных (по сравнению с длиной волны) близко расположенных проводов, параллельных вектору напряженности электрического поля  $E$ ; проводящая заземленная плоскость больших размеров (по сравнению с длиной волны); проводящие волны стены, которые позволяют строить цепочки из этих элементов.

К сожалению, не из одной этих указанных известных конфигураций нельзя построить электрически малую тонкую оболочку.

В некоторых работах было показано, что близко расположенные и длинные, по сравнению с длиной волны, провода не вызывают сильного затухания, что является ошибочным [30].

Еще одна трудность состоит в том, что металлические включения, которые являются неотъемлемой частью любой среды с отрицательным показателем преломления, являются малыми по сравнению с длиной волны, с другой стороны сам излучающий диполь должен быть близок к длине волны.

### 11. Фрактальные антенны

Фрактальным антеннам в последнее время посвящено достаточно большое количество работ. Это направление возникло потому, что многим показалось, будто бы область классических антенн уже полностью исследована, а фрактальные антенны создают видимость новых исследований. Кроме того, математика является достаточно простой, и формы антенны описываются широко известными и изученными четкими алгоритмами. Фрактальные ЭМА формируются либо монополями (диполями) или петлями, причем их можно отнести к одной из пяти категорий, каждая из которых имеет своего автора:

снежинка Коха (von Koch (1870–1924), snowflake, 1904); снежинки Коха рассмотрены в качестве фрактальной антенны в работах Пуэнте и Балиарда (Puente et al., 1998, Baliarda et al., 2000) [57,58]; на рис. 14 показаны стадии образования снежинки Коха, а на рис. 15 – как выглядит соответствующая фрактальная антенна – монополю Коха;

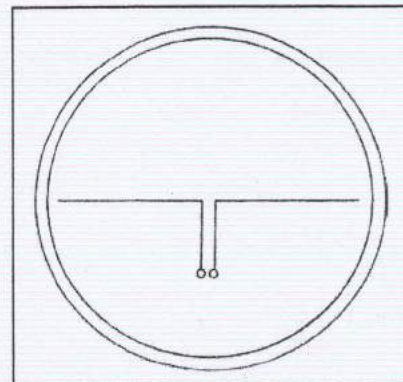


Рис. 13. Диполь, расположенный внутри оболочки из среды Веселаго

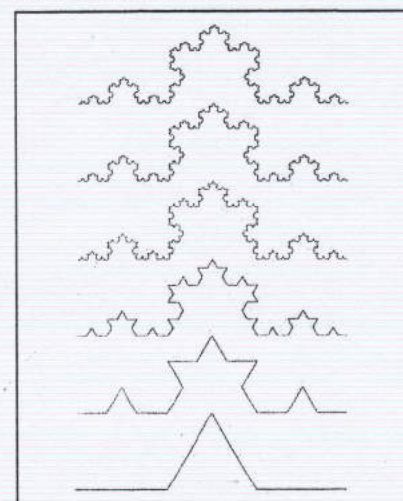


Рис. 14. Снежинка Коха

\* Унобтаний или анобтанийум (лат. *unobtainium*; от англ. *Unobtainable* – «недостижимый», «недоступный»; шуточный перевод – недостатий или недостанийум) – ироничное название любого крайне редкого, дорогого, либо физически невозможного материала, необходимого для исполнения какой-либо задачи.

треугольник Серпинского (Sierpinski, 1882–1969); треугольник Серпинского рассмотрен в качестве фрактальной антенны в работах Пуэнте и Балиарда (Puenta et al., 1996, Baliarda et al., 2000) [59,60];

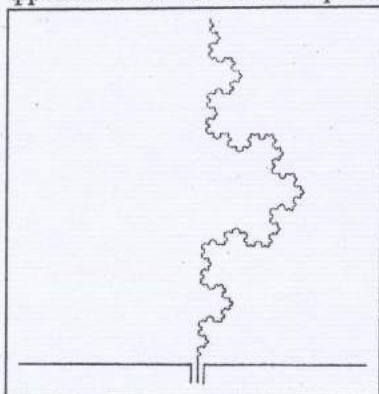


Рис. 15. Монополь Коха

на рис. 16 показаны стадии образования треугольника Серпинского, а на рис. 17 – как выглядит соответствующая фрактальная антенна – монополь Серпинского;

кривая Гильберта (Hilbert, 1862–1943); кривая Гильберта рассмотрена в качестве фрактальной антенны в работах Виноя и Ангуера (Vino y et al., 2001, Anguera et al., 2003) [61,62]; на рис. 18 показано, как выглядят стадии образования кривой Гильберта и соответствующая фрактальная антенна – монополь Гильберта;

остров Минковского (Minkowski, 1864–1909); остров Минковского рассмотрен в качестве фрактальной антенны в работах Козна и Беста (Cohen, 1995, Best, 2003) [63, 64]; на рис. 19 показано, как выглядят стадии образования острова Минковского и соответствующая фрактальная антенна – монополь Минковского; также на рис. 20 приведены петли Минковского;

кривая Пиано (Peano, 1858–1932); кривая Пиано рассмотрена в качестве фрактальной антенны в работе Чжу и Энгета (Zhu and Engheta, 2004) [65]; на рис. 21 показано как выглядят стадии образования кривой Пиано и соответствующая фрактальная антенна – монополь Пиано.

Большинство работ касаются работ монополь Серпинского.

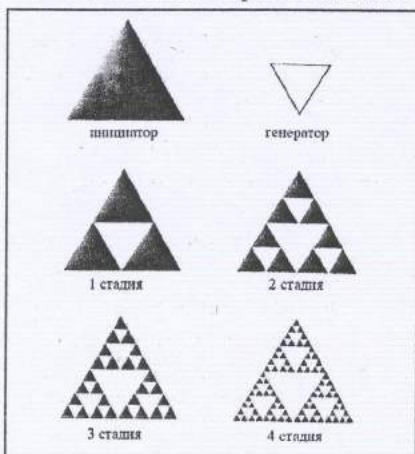


Рис. 16. Стадии образования треугольника Серпинского

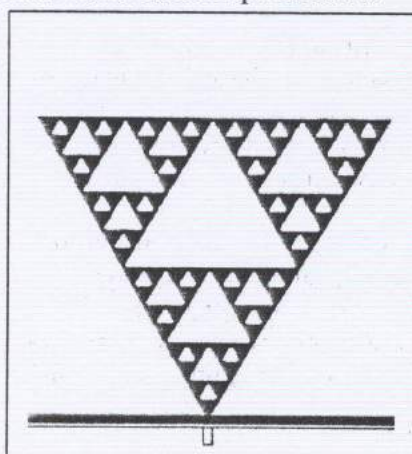


Рис. 17. Монополь Серпинского

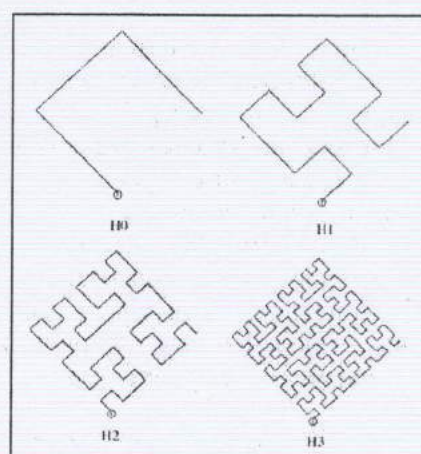


Рис. 18. Стадии образования монополя Гильберта

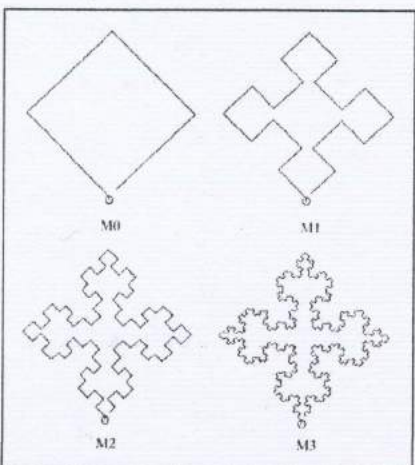


Рис. 19. Стадии образования монополя Минковского

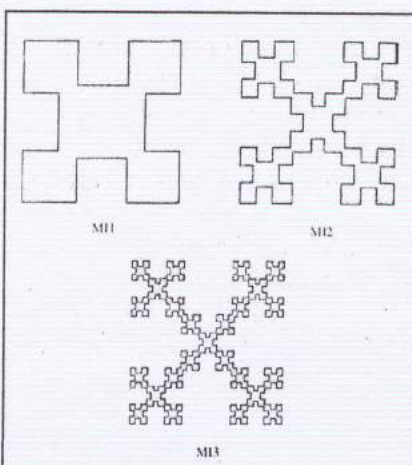


Рис. 20. Петли Минковского

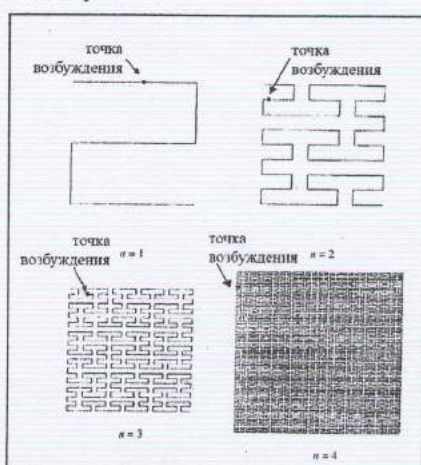


Рис. 21. Стадии образования монополя Пиано



Бест и Морроу (Best and Morrow, 2002, 2003) [66,67] показали, что для фрактальных антенн Коха, Гильберта, Минковского и Пиано, несмотря на сильную связь между параллельными сегментами из-за противоположного направления тока, значительно снижается эффективная длина антенны. Кроме того, реактивное сопротивление увеличивается по сравнению с простейшими антеннами, и снижается полоса рабочих частот. В работе Чжу и др. (Zhu et al., 2003) [68] и Гутермана и др. (Guterman et al., 2004) [69] рассмотрена фрактальная антенна Гильберта с узкой полосой рабочих частот. Фрактальная антенна Коха также имеет узкую полосу рабочих частот (Бест, Best, 2002) [70]. Размещение отверстий в виде фрактала Серпинского в диполе бабочке делает возможным образование высокочастотных резонансов, причем вместо одной широкой, образуется множество узких полос антенны (Пуэнте-Балиард, Puente-Baliarda, 1998; Лян и Чиа, Liang and Chia, 1999; Солер и др., Soler et al., 2002) [71–73]. Резонансные частоты для проводных монополей Гильберта, Минковского и меандра определяются в основном длиной провода (Бест и Морроу, Best and Morrow, 2002, 2003; Бест, Best, 2002) [66,67,74]. Эти антенны являются резонансными, потому что значения их входных сопротивлений очень велики (Бест, Best, 2005) [75], поэтому нет необходимости делать согласующую цепь, которая только увеличит потери. Таким образом, мы можем сделать вывод о том, что в целом фрактальные антенны не позволяют значительно уменьшить габариты или значительно расширить полосу рабочих частот.

## 12. Антенны на микросхеме

Некоторое время назад одна из больших телекоммуникационных компаний анонсировала «Антенну на чипе». Антенна была настолько мала, что размещалась непосредственно на микросхеме. Измерения проводились с микросхемой, подключаемой к анализатору цепей с помощью коаксиального кабеля малого диаметра. Результаты были превосходны. Когда же кабель был удален, и антенна возбуждалась непосредственно микросхемой, антенна ничего не излучала. В данном случае получилось, что коаксиальный кабель измерительного прибора оказался необходимой частью для хорошего излучения антенны. Подобные проблемы характерны для большинства экспериментальных работ по ОТСА.

## 13. Случайно сегментированные антенны

Появилось большое количество работ, в которых для проектирования проволочных антенн используют оптимизационные программы, в основе которых лежит случайный перебор различных вариантов топологии без привязки к рассмотренным выше физическим принципам. Вариант такой антенны приведен на рис. 22 [76].

Общая длина провода может стремиться к резонансной в малом объеме, однако существует ряд недостатков. Если  $z$  является направлением нормали к монополю, то  $x$  и  $y$  токи компенсируются. Необходимо отметить, что в некоторых направлениях кросс-поляризация поля будет значительной. Удлинение общей длины провода увеличивает омические потери, снижает КПД и увеличивает реактивное сопротивление. Как правило, ширина полосы пропускания является узкой. Примеры построения таких антенн приведены в работах Альтшулера и Линдена, Чоу и Беста (Altshuler and Linden, 2004; Choo et al., 2005; Altshuler, 2005; Best, 2002, 2003) [77–81]. Как было указано выше, при использовании фракталов и меандров для заполнения пространства (Гонзалез-Арбесу и др., Gonzalez-Arbesu et al., 2003; Бест и Морроу, Best and Morrow, 2002) [82,66] и поверхностей имеют место сходные проблемы.

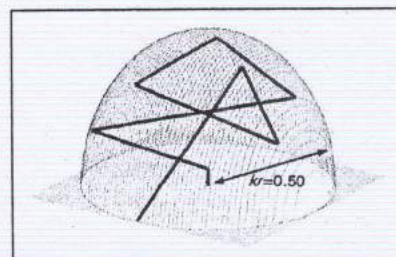


Рис. 22. Случайно сегментированная антенна

## 14. Множественные мультиполи

Предполагается, что основные ограничения на малые антенны стираются, когда и электрический, и магнитный диполь возбуждаются одновременно. На протяжении многих лет были предприняты усилия, чтобы показать, что можно возбудить моды более высокого порядка с помощью мультиполей внутри воображаемой закрытой маленькой сферы и тем самым аннулировать результаты Чу. По мнению Хансена [30], Граймс (Grimes, 1995, 1996) [83,84] ошибочно применил теорему Пойнтинга для разделенных мод и получил производное немаксвелловское уравнение для сохранения энергии. Граймс (Grimes, 1997, 1999) [85,86] получил плотность энергии стоячей волны (реактивную энергию), которая не может быть получена из классической электродинамики. Для такого случая он установил, что добротность  $Q$  ЭМА

может быть меньше нуля. Как хорошо известно, из классической теории антенн следует, что два перпендикулярных диполя имеют взаимное сопротивление, равное нулю. Маклиан (McLean, 1995) [87], используя метод моментов, показал это. Кроме этого Маклиан показал, что связанные диполи и связанные петли энергетически взаимодействуют между собой. Несмотря на это, Граймс в своих работах (Grimes, 2000) [88,89] считает, что две пары петля-диполь используют энергию, которая возвращается из поля излученного антенной. В таком случае пара диполь-петля, по мнению Граймса, является возбудителем, причем большой энергии в ближнем поле не появляется. В обзорной статье Граймс в 2001 г. (Grimes) [90] вновь заявил, что возможна нулевая добротность. Коллин в своей работе (Collin, 1998) [91] дает подробную критику о том, как Граймс нарушает законы классической электродинамики.

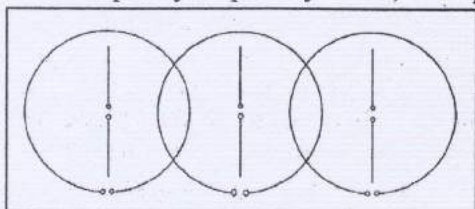


Рис. 23. Миллиполюсы Граймса

Некоторые статьи Граймса лишь отдаленно поясняют, как сконструировать мультиполю высокого порядка в малом объеме. Конечно, для *TE*- и *TM*-мод низкого порядка диполь располагается вдоль поверхности оси петли. В патенте (Граймс, Grimes, 1989) [92] предлагается, что диполь продуцирует моду самого низкого порядка, а следующая мода продуцируется двумя параллельными диполями, возбуждаемые со сдвигом фаз 180 град и т.д. Подробное продуцирование мод предполагается и для петель (рис. 23).

Предложенная Граймсом система из трех близко расположенных диполей из-за сильной взаимной связи будет вести себя как один толстый диполь, но с измененным реактивным сопротивлением. Это ситуация очень похожа на многоплечевой диполь, рассмотренный выше. Подобный эффект наблюдается и для петель. Также отрицательным моментом является то, что для возбуждения диполей и петель необходимы дополнительные провода, которые будут располагаться внутри окружающей их сферы. Эти дополнительные провода становятся частью антенны, что нарушает чистоту экспериментов, в которых пытаются преодолеть предел Чу.

### 15. Антенна на основе переключаемых петель

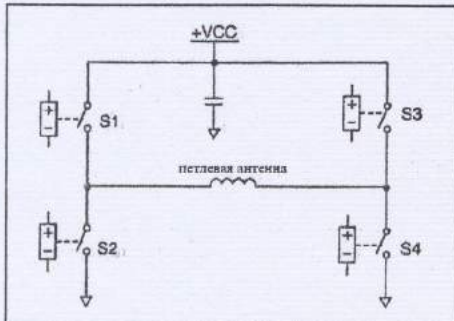


Рис. 24. Схема переключателей Меренды

Переключение энергии между емкостями и петлями, что обеспечивает широкую полосу, было предложено Мерендой в 2001 г. (Merenda) [93]. Как показано на рис. 24, емкость, в которой запасена энергия, и петля связаны четырьмя переключателями с источником постоянного тока.

Рис. 25 показывает циклограмму работы антенны на основе переключаемых петель Меренды. Ток, текущий через петлю, в первые 60 град цикла достигает пиковой величины, в течение следующих 60 град петля является короткозамкнутой, в результате чего значение тока не меняется. В следующие 120 град рабочего цикла петля возбуждается током противоположного направления, ток в начале принимает нулевое значение, а затем течет в обратном направлении. От 240 до 300 град цикла петля опять становится короткозамкнутой, так что значение тока практически не меняется. В заключительной части, от 300 до 360 град цикла, ток опять достигает нулевого значения, для начала следующего цикла. Конденсатор и источник энергии связаны с петлей тогда, когда ток возрастает. Форма сигнала на рис. 25 приближается к синусоидальной волне радиочастоты.

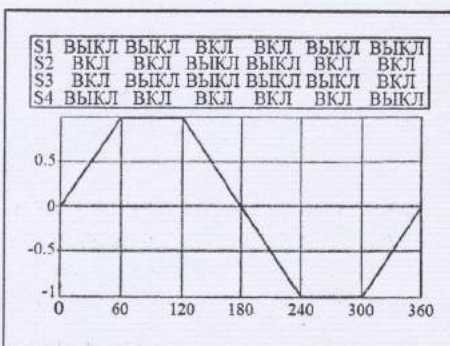


Рис. 25. Циклограмма работы антенны на основе переключаемых петель Меренды

Возникает вопрос: как эта схема переключения отличается от простого подключения к источнику высокой частоты параллельного контура состоящего из конденсатора и петли? Ответ на подобный вопрос заключается в следующем: наличие переключателей делает схему Меренды нелинейной. Это качественно отличает ЭМА Меренды от всех рассмотренных выше за исключением ин-

тегрированных антенн. Коммутируемая схема может быть достаточно эффективно построена для радиочастоты. Недостатком схемы Меренды является то, что форма волны, показанная на рис. 25, содержит, в дополнение к основной частоте, дополнительные высшие гармоники, которые можно расценивать как помехи. Требуется дополнительная фильтрация в транзисторной схеме переключения, что уменьшает КПД системы в целом и вносит дополнительный шум. Следует отметить, что после фильтрации высокочастотных составляющих ЭМА Меренды становится эквивалентной обычному рассмотренному выше петлевому излучателю. Данную антенну можно рассматривать как петлевой излучатель, шунтированный емкостью. Полоса пропускания такой антенны ограничивается добротностью  $Q$  петли.

### 16. Антенна Тала: однозаходная спираль на сфере Чу

Подобно Фольцу и Маклиану, Тал (Thal, 2006) [94,95] нашел соотношение для предела добротности, более точно описывающее реальные антенны. Тал рассмотрел геометрию антенны, которая представлена на рис. 26.

Антенну Тала можно представить в виде тока, распределенного по поверхности сферы Чу. Тал проанализировал данную антенну с помощью подхода, предложенного Чу [96]. Он рассматривал каждую моду, распространяющуюся радиально от поверхности Чу, с помощью представления об эквивалентных цепях. Однако анализ Тала также включал в себя моды, распространяющиеся внутри сферы Чу. Следует отметить, что анализ Тала давал существенное отличие значения добротности от значений добротностей для  $TM$ - и  $TE$ -мод.

В работе [97] Тал предлагает другой подход к проблеме количественной оценки энергии находящейся внутри сферы Чу. Тал рассматривает влияние фаз  $TM$ - и  $TE$ -мод на коэффициент усиления ЭМА, а также на предельно возможное значение добротности  $Q$ , анализируя зависящую от времени компоненту энергии для эквивалентной цепи, которая описывает моды Чу.

Его результаты находятся в противоречии с выводами указанными в работах Гейя [96], Квона [99,100], и Позара (Pozar) [101], в которых утверждается, что ЭМА не может одновременно иметь и коэффициент усиления равный 3, и значение добротности  $Q$ , определяемое с помощью соотношения, полученного Маклианом для  $TM_{10}$  и  $TE_{10}$  мод [102].

Отметим, что предложенный Талом излучатель в виде однозаходной спирали на сфере Чу (см. рис. 26) напоминает одновитковую четырехзаходную спираль Беста (рис. 27).

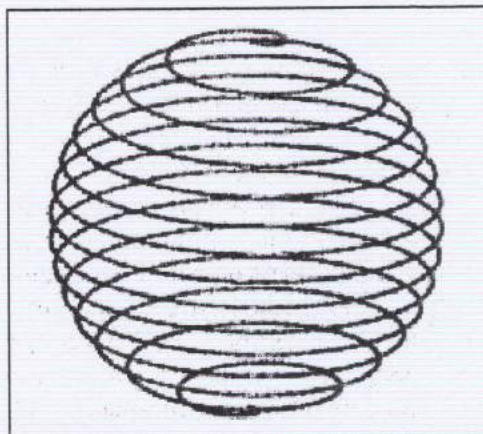


Рис. 26. Возможная геометрия антенны Тала, однозаходная спираль электрического провода на поверхности сферы Чу

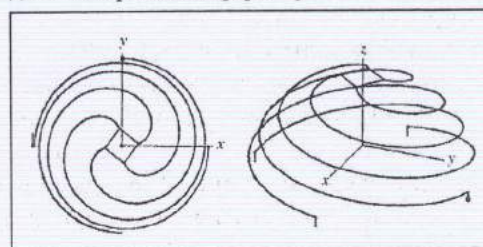


Рис. 27. Одновитковая четырехзаходная спираль

### 17. Антенна Густафссона

Как правило, в большинстве работ сферические волновые функции были использованы для представления излучения вне сферы Чу. В отличие от подобного подхода, работы [103–105] рассматривают другой подход к анализу ЭМА. Как уже отмечалось Тиле [106], Талом [97] и Фольцем и Маклианом (Foltz and McLean, 1999) [107], подход Чу не пригоден для антенн, используемых на практике. Густафссон и др. (Gustafsson et al., 2007) [108] решил использовать рассеивающие свойства ЭМА (то есть их поляризационные диады,  $\tilde{\gamma}_e$  и  $\tilde{\gamma}_m$ ), чтобы достичь минимального значения добротности  $Q$ , увеличить коэффициент усиления и расширить полосу рабочих частот. Подход Густафссона напоминает работу Грина (Green, 1963) [109], в которой коэффициент усиления антенны определяется апертурой антенны.

Важной частью описанного в работе [108] подхода является введение параметров рассеяния на низкой частоте, которые были ранее определены во многих книгах и статьях [110–113]. Для примера приведем выражение для добротности  $Q$ :

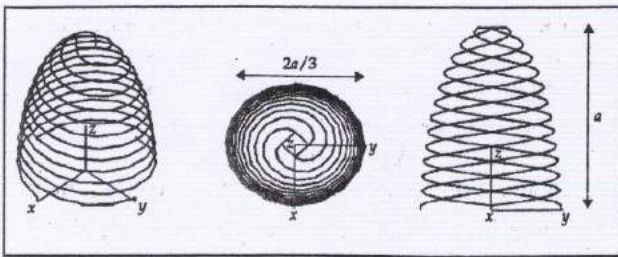


Рис. 28.  $N$ -витковые четырехзаходные удлиненные спирали на вытянутом сфероиде

$$Q = \frac{1,5}{(ka)^3}. \quad (2)$$

Следует отметить, что выражение (19), полученное Густафссоном для добротности  $Q$ , соответствует значению, полученному С.Р. Бестом [114] для  $N$ -витковой четырехзаходной удлиненной спирали на вытянутом сфероиде (рис. 28). Расчет был проведен с помощью программы NEC для отношения диаметра к высоте спирали  $2/3$ .

### 18. Работы по ЭМА в России

Как видно из указанных выше ссылок на работы по ЭМА, основная масса публикаций выполнена зарубежными авторами. Среди опубликованных работ на русском языке отметим следующие. В 1992 г. в журнале «Радио» была опубликована работа А.И. Гречихина по ЭМА [115]. Характеристики ОТСА рассмотрены в работах [116–118]. Обзор Слюсара к 60-летию теории ЭМА [119].

Вопросы, связанные с электродинамическим анализом внутренних и внешних задач для цилиндрической кольцевой (рамочной) антенны, в том числе с малыми электрическими размерами, с помощью сингулярных интегральных уравнений и разработкой конформного малоотражающего покрытия на основе киральных элементов, рассмотрены в работе [120].

Вопросы построения ЭМА над экраном конечных размеров, включая вопросы исследования печатных фрактальных рамочных антенн, рассмотрены в работе О.А. Бабушкиной [121].

Достаточно подробно рассмотрены ЭМА с использованием метаматериалов в работе Бойко и др. [122]. Выводы по результатам рассмотрения различных вариантов ЭМА с использованием метаматериалов заключаются в следующем. Ощутимое уменьшение габаритных размеров антенн может быть достигнуто только для двух категорий антенн: окруженных метаматериалом и выполненных непосредственно из метаматериала, при этом минимально возможный размер антенны с метаматериалом на настоящий момент составляет  $\lambda/50$ . Печатные антенны, выполненные на подложке из метаматериала, используются в основном для расширения рабочей полосы частот. В целом же более широкие возможности имеют антенны, выполненные непосредственно из метаматериала. Однако авторы [122] отмечают, что для большинства предложенных конструкций ЭМА с использованием метаматериалов функционирование таких антенн ограничено из-за чрезвычайно узкой ширины полосы рабочих частот и потерь настолько больших, что предложенные антенны совершенно не имеют практической ценности.

Вопросы исследования характеристик сферических резонаторных антенн малых электрических размеров рассмотрены в работе [123].

Работа, посвященная теоретическому и экспериментальному изучению физических основ построения многоэлементных джозефсоновских структур с высокой линейностью преобразования магнитного сигнала в напряжение, для создания на их основе активных ЭМА, была выполнена А.В. Шарафиевым [124].

- **Фундаментальные ограничения Виллера-Чу-Маклина**, по мнению многих авторов, являются абсолютными. В большинстве предложенных конструкций электрически малых антенн не удается не только выполнить фундаментальные ограничения, накладываемые на параметры этих антенн, но даже приблизиться к ним. Наиболее близко к фундаментальному ограничению Виллера-Чу-Маклина стоят антенны, предложенные Бестом, Талом, Густафсоном и Гоубау.

### Литература

1. Климов К.Н., Годин А.С., Гежа Д.С. Электрические малые антенны (часть 1) // Успехи современной радиотехники. 2016. № 6. С. 47–62.
2. Wheeler H.A. Fundamental Limitations of Small Antennas // Proc. IRE. Dec. 1947. V. 35. P. 1479–1484.
3. Schelkunoff S.A., Friis H.T. Antennas—Theory and Practice // John Wiley & Sons. 1952. Section 10.14.
4. Polk C. Resonance and Supergain Effects in Small Ferromagnetically or Dielectrically Loaded Biconical Antennas // Trans. IRE. Dec. 1959. V. AP-7. P. S414–S423.
5. Grimes D.M. Miniaturized Resonant Antenna Using Ferrites // J Appl Physics. March 1958. V. 29. P. 401–402.
6. Galejs J. Dielectric Loading of Electric Dipole Antennas // J Res NBS. Sept.–Oct. 1962. V. 66D. P. 557–562.

7. Galejs J. Small Electric and Magnetic Antennas with Cores of a Lossy Dielectric // J Res NBS. July–Aug. 1963. V. 67D. P. 445–451.
8. Wheeler H.A. The Spherical Coil as an Inductor, Shield, or Antenna // Proc IRE. Sept. 1958. V. 46. P. 1595–1602.
9. Chatterjee R. Dielectric and Dielectric-Loaded Antennas // John Wiley & Sons. 1985. Chap. 7.
10. Birchfield J.L., Free W.R. Dielectrically Loaded Short Antennas // Trans. IEEE. May 1974. V. AP-22. P. 471–472.
11. Richmond J.H., Newman E.H. Dielectric Coated Wire Antennas. Radio Sci. Jan. 1976. V. 11. P. 13–20.
12. Popovic B.D., Djordevic A.R., Kircanski N.M. Simple Method for Analysis of Dielectric-Coated Wire Antennas // Radio Electronic Engineer. March 1981. V. 51. P. 141–145.
13. Smith M.S. Properties of Dielectrically Loaded Antennas // Proc IEE. Oct. 1977. V. 124. P. 837–839.
14. James J.R., Schuler A.J., Binham R.F. Reduction of Antenna Dimensions by Dielectric Loading // Electronics Lett. 27, June 1974. V. 10. P. 263–265.
15. James J.R., Henderson A. Electrically Short Monopole Antennas with Dielectric or Ferrite Coatings // Proc IEE. Sept. 1978. V. 125. P. 793–803.
16. Fujimoto K. et al. Small Antennas / Research Studies Press. Wiley. 1987. Chap. 3.
17. King R.W.P., Smith G.S. Antennas in Matter—Fundamentals, Theory, and Applications / MIT Press. 1981. Chap. 8.
18. Sinha B.P., Saoudy S.A. Rigorous Analysis of Finite Length Insulated Antenna in Air // Trans. IEEE. Aug. 1990. V. AP-38. P. 1253–1258.
19. Bretones A.R. et al. Time Domain Analysis of Dielectric-Coated Wire Antennas and Scatterers // Trans. IEEE. June 1994. V. AP-42. P. 815–819.
20. Francavilla L.A. et al. Mode-Matching Analysis of Top-Hat Monopole Antennas Loaded with Radially Layered Dielectric // Trans. IEEE. Jan. 1999. V. AP-47. P. 179–185.
21. Janapsatya J., Bialkowski M.E. Reducing the Height of a Circular Array of Monopoles Using Top Hats and Dielectric Coatings // Radio Sci. 2004. V. 39. RS3004.
22. Kennedy T.F., Long S.A., Williams J.T. Modification and Control of Currents on Monopole Antennas Using Magnetic Bead Loading // IEEE Ant Wireless Propagation Lett. 2003. V. 2. P. 208–211.
23. Rashed J., Tai C.-T. A New Class of Resonant Antennas // Trans. IEEE. Sept. 1991. V. AP-39. P. 1428–1430.
24. Lin C.C., Kuo S.W., Chuang H.R. A 2.4-GHz Printed Meander-Line Antenna for USB-WLAN with Notebook-PC Housing // IEEE Microwave Wireless Component Lett. Sept. 2005. V. 15. P. 546–548.
25. Chang T.-N., Kuo C.-C. Meander Antenna with Backside Tuning Stubs // Trans. IEEE. April 2005. V. AP-53. P. 1274–1277.
26. Altshuler E.E. A Monopole Antenna Loaded with a Modified Folded Dipole // Trans. IEEE. July 1993. V. AP-41. P. 871–876.
27. Best S.R. A Comparison of the Resonant Properties of Small Space-Filling Fractal Antennas // IEEE Ant Wireless Propagation Lett. 2003. V. 2. P. 197–200.
28. Breakall J.K. et al. A Novel Short AM Monopole Antenna with Low-Loss Matching System // Proc IEEE Broadcast Tech Symp Washington DC. 2002.
29. Breakall J.K. et al. Testing and Results of a New, Efficient Low-Profile AM Medium Frequency Antenna System // Proc NAB Broadcast Engineering Conf. 2003.
30. Hansen R.C. Electrically Small, Superdirective, and Superconducting Antennas / Wiley, June 2006.
31. Kabbary F.M., Hatley M.C., Stewart B.G. Maxwell's Equations and the Crossed-Field Antenna // Electronics Wireless World, March 1989. P. 216–218.
32. Kabbary F.M., Khattab M., Hatley M.C. Extremely Small High Power MW Broadcasting Antennas // Int Broadcasting Convention, 12–16 Sept. 1997, IEE Conf Publ 447. P. 441–431.
33. Kabbary F.M. et al. Four Egyptian MW Broadcast Crossed-Field-Antennas // Proc NAB Conf Las Vegas April 1999. P. 235–241.
34. Hatley M.C., Kabbary F.M., Khattab M. An Operational MF Broadcast Antenna Using Poynting Vector Synthesis // ICAP. York. IEE Conf. Publ. 333. 1991. P. 645–648.
35. Smith M.S. Conventional Explanation for «Crossed Field Antenna» // Electronics Lett. 13 Feb. 1992. V. 28. P. 360–361.
36. Belrose J.S. Characteristics of the CFA Obtained by Numerical and Experimental Modeling // Proc IEEE BTS Symp. 2000.
37. Belrose J.S. The Crossed Field Antenna-Analyzed by Simulation and Experiment // ICAP-JINA Conf on Antennas and Prop. Davos. 2000.
38. Hatfield J.B. Magnetic Fields from Displacement Current Densities Generated by the Crossed Field Antenna // IEEE Broadcast Tech Soc 50th Broadcast Symp 28 Sept. 2000. P. 1–3.
39. U.S. Patent 4479130. Broadband Antennae Employing Coaxial Transmission Line Sections. Snyder R.D. 23 Oct. 1984a.
40. Snyder R.D. The Snyder Antenna // RF Design Sept.-Oct. 1984. P. 49–51.
41. U.S. Patent 3,588,905. Wide Range Tunable Transmitting Loop Antenna. Dunlavy J.H.Jr. June 1971.
42. Barrick D. Mini-loop Antenna Operation and Equivalent Circuit // Trans. IEEE. Jan. 1986. V. AP-34. P. 111–114.
43. Belrose J.S. Electrically Small Transmitting Loops / Part 1. Radcom June 2003. P. 65–67; Part 2. July 2004. P. 88–90.
44. Belrose J.S. Electrically Small Transmitting Loops // IEEE APS Symp Digest. 2005.
45. Belrose J.S. Performance Analysis by Experiment and Simulation of Small Tuned Transmitting Loop Antennas // IEEE APS Symp Digest. 2005.
46. Turner E.M., Richard D.J. Development of an Electrically Small Broadband Antenna // Proc 18th Symp USAF Ant Res Dev Prog Oct. 1968. Allerton, IL.
47. Schroeder K.G. The Complementary Pair—A Broadband Element Group for Phased Arrays // IEEE AP Conv Rec 1964. P. 128–133.
48. U.S. Patent 3,449,751. Complementary Pair Antenna Element Groups. Schroeder K.G. 10 June 1969.

49. *Schroeder K.G., Soo Hoo K.M.* Electrically Small Complementary Pair (ESCP) with Interelement Coupling // *Trans. IEEE*. July 1976. V. AP-24. P. 411–418.
50. *Frost A.D.* Parametric Amplifier Antenna // *Proc IRE*. June 1960. V. 48. P. 1163–1164.
51. *Frost A.D.* Parametric Amplifier Antenna // *Trans. IEEE*. March 1964. V. AP-12. P. 234–235.
52. *Copeland JR. et al.* Antennafier Arrays // *Trans. IEEE*. March 1964. V. AP-12. P. 227–233.
53. *Flachenecker G., Meinke H.R.* Active Antennas with Transistors // *Can Int Electronics Conf Rec Sept.* 1967. P. 142–143.
54. *Maclean T.S.M., Ramsdale P.A.* Signal/Noise Ratio for Short Integrated Antennas // *Electronics Lett.* 6 Feb. 1975. V. 11. P. 62–63.
55. *Fanson P.L., Chen K.-M.* Instabilities and Resonances of Actively and Passively Loaded Antennas // *Trans. IEEE*. March 1974. V. AP-22. P. 344–347.
56. *Ziolkowski R.W., Kipple A.D.* Application of Double Negative Materials to Increase the Power Radiated by Electrically Small Antennas // *Trans. IEEE*. Oct. 2003. V. AP-51. P. 2626–2640.
57. *Puente C. et al.* Small but Long Koch Fractal Monopole // *Electronics Lett.* 8 Jan. 1998. V. 34. P. 9–10.
58. *Baliarda C.P., Romeu J., Cardama A.* The Koch Monopole: A Small Fractal Antenna // *Trans IEEE*. Nov. 2000. V. AP-48. P. 1773–1781.
59. *Puente C. et al.* Fractal Multiband Antenna Based on the Sierpinski Gasket // *Electronics Lett.* 4 Jan. 1996. V. 32. P. 1–2.
60. *Baliarda C.P. et al.* An Iterative Model for Fractal Antennas: Application to the Sierpinski Gasket Antenna // *Trans IEEE*. May 2000. V. AP-48. P. 713–719.
61. *Vinoy K.J. et al.* Hilbert Curve Fractal Antenna: A Small Resonant Antenna for VHF/UHF Applications // *Microwave Optical Tech Lett.* 20 May 2001. V. 29. P. 215–219.
62. *Anguera J. et al.* The Fractal Hilbert Monopole: A Two-Dimensional Wire // *Microwave Optical Tech Ltrs.* 20 Jan. 2003. V. 36. P. 102–104.
63. *Cohen N.* Fractal Antennas—Part 1 / *Commun Q Summer* 1995. P. 7–22.
64. *Best S.R.* On the Significance of Current Vector Alignment in Establishing the Resonant Frequency of Small Space-Filling Wire Antennas // *IEEE Ant Wireless Propagation Lett.* 2003. V. 2. P. 201–204.
65. *Zhu J., Engheta N.* Peano Antennas // *IEEE Ant Wireless Propagation Lett.* 2004. V. 3. P. 71–74.
66. *Best S.R., Morrow J.D.* The Effectiveness of Space-Filling Fractal Geometry in Lowering Resonant Frequency // *IEEE Ant Wireless Propagation Lett.* 2002. V. 1. P. 112–115.
67. *Best S.R., Morrow J.D.* On the Significance of Current Vector Alignment in Establishing the Resonant Frequency of Small Space-Filling Wire Antennas // *IEEE Ant Wireless Propagation Lett.* 2003. V. 2. P. 201–204.
68. *Zhu J., Hoorfar A., Engheta N.* Bandwidth, Cross-Polarization, and Feed-Point Characteristics of Matched Hilbert Antennas // *IEEE Ant Wireless Propagation Lett.* 2003. V. 2. P. 2–5.
69. *Guterman J., Moreira A.A., Peixeiro C.* Microstrip Fractal Antennas for Multistandard Terminals // *IEEE Ant Wireless Propagation Lett.* 2004. V. 3. P. 351–354.
70. *Best S.R.* On the Multiband Behavior of the Koch Fractal Monopole Antenna // *Microwave Optical Tech Lett.* 5 Dec. 2002. V. 35. P. 371–374.
71. *Puente C. et al.* On the Behavior of the Sierpinski Multiband Fractal Antenna // *Trans. IEEE*. April 1998. V. AP-46. P. 517–524.
72. *Liang X., Chia M.Y.W.* Multiband Characteristics of Two Fractal Antennas // *Microwave Optical Tech Lett.* 20 Nov. 1999. V. 23. P. 242–245.
73. *Soler J., Puente C., Puerto A.* A Dual-Band Bidirectional Multilevel Monopole Antenna // *Microwave Optical Tech Lett.* 20 Sept. 2002. V. 34. P. 445–448.
74. *Best S.R.* A Comparison of the Performance Properties of the Hilbert Curve Fractal and Meander Line Monopole Antennas // *Microwave Optical Tech Lett.* 20 Nov. 2002. V. 35. P. 258–262.
75. *Best S.R.* A Discussion on the Quality Factor of Impedance Matched Electrically Small Wire Antennas // *Trans. IEEE*. Jan. 2005a. V. AP-53. P. 502–508; correction Jun. 2005. P. 2133.
76. *Courtesy of Choo H., Rogers R.L., Ling H.* Design of Electrically Small Wire Antennas Using a Pareto Genetic Algorithm // *Trans. IEEE*. March 2005. V. AP-53. P. 1038–1046.
77. *Altshuler E.E., Linden D.S.* An Ultrawide-Band Impedance-Loaded Genetic Antenna // *Trans. IEEE*. Nov. 2004. V. AP-52. P. 3147–3150.
78. *Choo H., Rogers R.L., Ling H.* Design of Electrically Small Wire Antennas Using a Pareto Genetic Algorithm // *Trans. IEEE*. March 2005. V. AP-53. P. 1038–1046.
79. *Altshuler E.E.* A Method for Matching an Antenna Having a Small Radiation Resistance to a 50-Ohm Line // *Trans. IEEE*. Sept. 2005. V. AP-53. P. 3086–3089.
80. *Best S.R.* A Comparison of the Performance Properties of the Hilbert Curve Fractal and Meander Line Monopole Antennas // *Microwave Optical Tech Lett.* 20 Nov. 2002. V. 35. P. 258–262.
81. *Best S.R.* A Comparison of the Resonant Properties of Small Space-Filling Fractal Antennas // *IEEE Ant Wireless Propagation Lett.* 2003. V. 2. P. 197–200.
82. *Gonzalez-Arbesu J.M., Blanch S., Romeu J.* Are Space-Filling Curves Efficient Small Antennas // *IEEE Ant Wireless Propagation Lett.* 2003. V. 2. P. 147–150.
83. *Grimes D.M., Grimes C.A.* Bandwidth and Q of Antennas Radiating TE and TM Modes // *Trans. IEEE*. May 1995. V. EMC-37. P. 217–226.
84. *Grimes C.A., Grimes D.M.* A Clarification and Extension of Bandwidth and Q of Antennas Radiating Both TE and TM Modes // *Trans. IEEE*. May 1996. V. EMC-38. P. 201–202.

85. *Grimes D.M., Grimes C.A.* Power in Modal Radiation Fields: Limitations of the Complex Poynting Theorem and the Potential for Electrically Small Antennas // *J EM Waves Appl.* 1997. V. 11. P. 1721–1747.
86. *Grimes D.M., Grimes C.A.* Radiation Q of Dipole-Generated Fields // *Radio Sci.* March–April 1999. V. 34. P. 281–296.
87. *McLean J.S.* The Application of the Method of Moments to the Analysis of Electrically-Small «Compound» Antenna // *EMC Symp Record* Aug. 1995. P. 119–124.
88. *Grimes C.A.* et al. Time-Domain Measurement of Antenna Q // *Microwave Optical Tech Lett.* 20 April 2000. V. 25. P. 95–100.
89. *Grimes C.A.* et al. Characterization of a Wideband, Low-Q, Electrically Small Antenna // *Microwave Optical Tech Lett.* 5 Oct. 2000. V. 27. P. 53–58.
90. *Grimes D.M., Grimes C.A.* Minimum Q of Electrically Small Antennas: A Critical Review // *Microwave Optical Tech Lett.* 5 Feb. 2001. V. 28. P. 172–177.
91. *Collin R.E.* Minimum Q of Small Antennas // *J EM Waves Appl.* 1998. V. 12. P. 1369–1393.
92. U.S. Patent, 4,809,009. Resonant Antenna. *Grimes D.M., Grimes C.A.* 28 Feb. 1989.
93. U.S. Patent 6229494. Radiation Synthesizer Systems and Methods. *Merenda J.T.* 8 May 2001.
94. *Thal H.L.* New radiation Q limits for spherical wire antennas // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* October 2006. V. AP-54. P. 2757–2763.
95. *John L. Volakis, Chi-Chih Chen, Kyohei Fujimoto* Small Antennas: Modern Miniaturization Techniques & Applications / McGraw-Hill Professional Publishing. 2010.
96. *Chu L.J.* Physical Limitations of Omni-Directional Antennas // *J Appl Physics.* Dec. 1948. V. 19. P. 1163–1175.
97. *Thal H.L.* Gain and Q bounds for coupled TM-TE modes // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* July 2009. V. AP-57. № 7. P. 1879–1885.
98. *Kwon D.-H.* On the Radiation Q and the Gain of Crossed Electric and Magnetic Dipole Moments // *Trans. IEEE.* May 2005. V. AP-53. P. 1681–1687.
99. *Chaloupka H.* On the Frequency Bandwidth of Functionally Small Antennas // *Proc URSI Symp EM Theory* Aug. 1992. P. 266–268.
100. *Kwon D.H.* Radiation Q and gain of TM and TE sources in phase-delayed rotated configurations // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* August 2008. V. AP-56. P. 2783–2786.
101. *Pozar D.M.* New results for minimum Q, maximum gain, and polarization properties of electrically small arbitrary antennas // *Eu-CAP 2009.* Berlin. Germany. March 2009. P. 23–27.
102. *McLean J.S.* A Re-Examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas // *Trans. IEEE.* May 1996. V. AP-44. P. 672–676.
103. *Gustafsson M., Sohl C., Kristensson G.* Physical limitations on antennas of arbitrary shape // *Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences.* 2007. V. 463. № 2086. P. 2589–2607.
104. *Hansen R.C., Collin R.E.* A new Chu formula for Q // *IEEE Antennas and Propagation Magazine.* October 2009. V. 51. № 5 P. 38–41.
105. *Green R.B.* The general theory of antenna scattering / Ph.D thesis. The Ohio State University. November 1963.
106. *Thiele G.A., Detweiler P.L., Penno R.P.* On the Lower Bound of the Radiation Q for Electrically Small Antennas // *Trans. IEEE.* June 2003. V. AP-51. P. 1263–1269.
107. *Foltz H.D., McLean J.S.* Limits on the radiation Q of electrically small antennas restricted to oblong bounding regions // *Proceedings of the IEEE AP-S International Symposium.* 11–16 July 1999. V. 4. P. 2702–2705.
108. *Gustafsson M., Sohl C., Kristensson G.* Physical limitations on antennas of arbitrary shape // *Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences.* 2007. V. 463. № 2086. P. 2589–2607.
109. *Green R.B.* The general theory of antenna scattering / Ph.D thesis. The Ohio State University. November 1963.
110. *Andersen J.B., Frandsen A.* Absorption efficiency of receiving antennas // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* September 2005. V. AP-53. P. 2843–2849.
111. *Newton R.G.* Scattering Theory of Waves and Particles. 2d ed. / Springer-Verlag. New York. 1982.
112. *Taylor J.R.* Scattering theory: The Quantum Theory of Nonrelativistic Collisions / Robert E. Krieger Publishing Company. Malabar. Fla. 1983.
113. *Kleinman R., Senior T.* Low frequency scattering by space objects // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.* V. AES-11. P. 672–675.
114. *Best S.R.* Low Q Electrically Small Linear and Elliptical Polarized Spherical Dipole Antennas // *Trans. IEEE.* March 2005. V. AP-53. P. 1047–1053.
115. *Гречихин А.* Электрически малые антенны: возможности и заблуждения // *Радио.* 1992. № 11. С. 8–10.
116. *Гречихин А.И., Окунев А.Г.* Исследование эффективности тороидальных антенн СТНА / В кн.: «Радиоэлектронные и телекоммуникационные системы и устройства» Межвуз. сборник науч. трудов. Вып. 7. Н. Новгород: НГТУ. 2001.
117. *Гаврилин А.Т., Гречихин А.И., Проскураков Д.В.* Исследование характеристик тороидальной антенны со встречными спиральными обмотками // *Радиотехника.* 2001. № 9.
118. *Гречихин А.Т.* Тороидальные антенны // *Радио.* 2003. № 1. С. 64–66.
119. *Слюсар В.* 60 лет теории электрически малых антенн // *Электроника: Наука, Технология, Бизнес.* 2006. № 7. С. 10–19.
120. *Воронов А.А.* Применение сингулярных интегральных уравнений для анализа кольцевой рамочной антенны и малоотражающего конформного покрытия объектов // *Дис. ... к.ф.-м.н.* Самара: ПГУТИ. 2009.
121. *Бабушкина О.А.* Исследование перспективных схемно-конструктивных решений для антенно-фидерных устройств и фильтров СВЧ диапазона // *Дис. ... к.т.н.* СПб.: ЛЭТИ. 2010.
122. *Бойко С.Н., Веселаго В.Г., Виноградов Е.А., Жуков А.А.* Малогабаритные антенны на основе метаматериалов // *Антенны.* 2012. № 12. С. 32–41.

123. Князев Н.С. Исследование характеристик сферических резонаторных антенн малых электрических размеров // Дис. ... к.т.н. Екатеринбург: УРФУ. 2012.
124. Шарафиев А.В. Многоэлементные джозефсоновские структуры для реализации высоколинейных широкополосных устройств // Дис. ... к.ф.-м.н. М.: МГУ. 2013.

Поступила 18 марта 2016 г.

## Electrically small antennas. Part 2

© Authors, 2016

© Radiotekhnika, 2016

**K.N. Klimov** – Dr.Sc. (Eng.), Professor, Leading Research Scientist, JSC «LEMZ R&P Corp.»

E-mail: const0@mail.ru

**A.S. Godin** – Engineer, JSC «LEMZ R&P Corp.»

E-mail: andrey.godin@gmail.com

**D.S. Gezha** – Heads of Technical Departments, LLC «Metriktest»

E-mail: dmitry.gezha@gmail.com

Transceiver modules as airborne and terrestrial communications systems for different purposes are becoming increasingly miniaturized. That is why the size reduction of antenna systems is an extremely urgent task.

In the first part of this article have been considered the main restrictions on the parameters of electrically small antennas (ESA) and an overview of the main types of electrically small antennas: electric and magnetic dipoles and loops, monopole zigzag meander Wong-King, Best spirals on the sphere, loaded loop antennas and a folded monopoles, Goubau antenna, patch antennas with substrates from materials with a high dielectric and magnetic permeability including metaferite substrate, sleeve and PIF antennas, loops antennas, vector sensor, antenna based on dielectric resonator, contrawound toroidal helix antenna, transmission line antennas, halo, hula hoop and DRRR antennas [1].

This article describes the following types of antennas: dielectric loaded antennas, meanderline antennas, cage monopole, crossed-field antenna, snyder dipole, loop-coupled loop antennas, multiarm dipole, complementary pair antenna, integrated antenna, antenna in a NIM shell (envirments of Veselago), fractal antennas, antenna on a chip, random segment antennas, multiple multipoles, switched loop antenna, Thal antenna: one-turn helix on the sphere Chu, Gustafsson antenna.

### References

1. Klimov K.N., Godin A.S., Gezha D.S. Jelekricheskie malye anteny (chast' 1) // Uspehi sovremennoj radiotekhniki. 2016. № 6. S. 47–62.
2. Wheeler H.A. Fundamental Limitations of Small Antennas // Proc. IRE. Dec. 1947. V. 35. P. 1479–1484.
3. Schelkunoff S.A., Friis H.T. Antennas—Theory and Practice // John Wiley & Sons. 1952. Section 10.14.
4. Polk C. Resonance and Supergain Effects in Small Ferromagnetically or Dielectrically Loaded Biconical Antennas // Trans. IRE. Dec. 1959. V. AP-7. P. S414–S423.
5. Grimes D.M. Miniaturized Resonant Antenna Using Ferrites // J Appl Physics. March 1958. V. 29. P. 401–402.
6. Galejs J. Dielectric Loading of Electric Dipole Antennas // J Res NBS. Sept.–Oct. 1962. V. 66D. P. 557–562.
7. Galejs J. Small Electric and Magnetic Antennas with Cores of a Lossy Dielectric // J Res NBS. July–Aug. 1963. V. 67D. P. 445–451.
8. Wheeler H.A. The Spherical Coil as an Inductor, Shield, or Antenna // Proc IRE. Sept. 1958. V. 46. P. 1595–1602.
9. Chatterjee R. Dielectric and Dielectric-Loaded Antennas // John Wiley & Sons. 1985. Chap. 7.
10. Birchfield J.L., Free W.R. Dielectrically Loaded Short Antennas // Trans. IEEE. May 1974. V. AP-22. P. 471–472.
11. Richmond J.H., Newman E.H. Dielectric Coated Wire Antennas. Radio Sci. Jan. 1976. V. 11. P. 13–20.
12. Popovic' B.D., Djorđejević A.R., Kirčranski N.M. Simple Method for Analysis of Dielectric-Coated Wire Antennas // Radio Electronic Engineer. March 1981. V. 51. P. 141–145.
13. Smith M.S. Properties of Dielectrically Loaded Antennas // Proc IEE. Oct. 1977. V. 124. P. 837–839.
14. James J.R., Schuler A.J., Binham R.F. Reduction of Antenna Dimensions by Dielectric Loading // Electronics Lett. 27, June 1974. V. 10. P. 263–265.
15. James J.R., Henderson A. Electrically Short Monopole Antennas with Dielectric or Ferrite Coatings // Proc IEE. Sept. 1978. V. 125. P. 793–803.
16. Fujimoto K. et al. Small Antennas / Research Studies Press. Wiley. 1987. Chap. 3.
17. King R.W.P., Smith G.S. Antennas in Matter—Fundamentals, Theory, and Applications / MIT Press. 1981. Chap. 8.
18. Sinha B.P., Saoudy S.A. Rigorous Analysis of Finite Length Insulated Antenna in Air // Trans. IEEE. Aug. 1990. V. AP-38. P. 1253–1258.
19. Bretones A.R. et al. Time Domain Analysis of Dielectric-Coated Wire Antennas and Scatterers // Trans. IEEE. June 1994. V. AP-42. P. 815–819.
20. Francavilla L.A. et al. Mode-Matching Analysis of Top-Hat Monopole Antennas Loaded with Radially Layered Dielectric // Trans. IEEE. Jan. 1999. V. AP-47. P. 179–185.
21. Janapsatya J., Bialkowski M.E. Reducing the Height of a Circular Array of Monopoles Using Top Hats and Dielectric Coatings // Radio Sci. 2004. V. 39. RS3004.
22. Kennedy T.F., Long S.A., Williams J.T. Modification and Control of Currents on Monopole Antennas Using Magnetic Bead Loading // IEEE Ant Wireless Propagation Lett. 2003. V. 2. P. 208–211.
23. Rashed J., Tai C.-T. A New Class of Resonant Antennas // Trans. IEEE. Sept. 1991. V. AP-39. P. 1428–1430.
24. Lin C.C., Kuo S.W., Chuang H.R. A 2.4-GHz Printed Meander-Line Antenna for USB-WLAN with Notebook-PC Housing // IEEE Microwave Wireless Component Lett. Sept. 2005. V. 15. P. 546–548.
25. Chang T.-N., Kuo C.-C. Meander Antenna with Backside Tuning Stubs // Trans. IEEE. April 2005. V. AP-53. P. 1274–1277.
26. Alshuler E.E. A Monopole Antenna Loaded with a Modified Folded Dipole // Trans. IEEE. July 1993. V. AP-41. P. 871–876.
27. Best S.R. A Comparison of the Resonant Properties of Small Space-Filling Fractal Antennas // IEEE Ant Wireless Propagation Lett. 2003. V. 2. P. 197–200.
28. Breakall J.K. et al. A Novel Short AM Monopole Antenna with Low-Loss Matching System // Proc IEEE Broadcast Tech Symp Washington DC. 2002.
29. Breakall J.K. et al. Testing and Results of a New, Efficient Low-Profile AM Medium Frequency Antenna System // Proc NAB Broadcast Engineering Conf. 2003.



30. Hansen R.C. Electrically Small, Superdirective, and Superconducting Antennas / Wiley, June 2006.
31. Kabbyary F.M., Hatley M.C., Stewart B.G. Maxwell's Equations and the Crossed-Field Antenna // Electronics Wireless World, March 1989. P. 216–218.
32. Kabbyary F.M., Khattab M., Hatley M.C. Extremely Small High Power MW Broadcasting Antennas // Int Broadcasting Convention, 12–16 Sept. 1997. IEE Conf Publ 447. P. 441–431.
33. Kabbyary F.M. et al. Four Egyptian MW Broadcast Crossed-Field-Antennas // Proc NAB Conf Las Vegas April 1999. P. 235–241.
34. Hatley M.C., Kabbyary F.M., Khattab M. An Operational MF Broadcast Antenna Using Poynting Vector Synthesis // ICAP. York. IEE Conf. Publ. 333. 1991. P. 645–648.
35. Smith M.S. Conventional Explanation for «Crossed Field Antenna» // Electronics Lett. 13 Feb. 1992. V. 28. P. 360–361.
36. Belrose J.S. Characteristics of the CFA Obtained by Numerical and Experimental Modeling // Proc IEEE BTS Symp. 2000.
37. Belrose J.S. The Crossed Field Antenna-Analyzed by Simulation and Experiment // ICAP-JINA Conf on Antennas and Prop. Davos. 2000.
38. Hatfield J.B. Magnetic Fields from Displacement Current Densities Generated by the Crossed Field Antenna // IEEE Broadcast Tech Soc 50th Broadcast Symp 28 Sept. 2000. P. 1–3.
39. U.S. Patent 4479130. Broadband Antennae Employing Coaxial Transmission Line Sections. Snyder R.D. 23 Oct. 1984a.
40. Snyder R.D. The Snyder Antenna // RF Design Sept.-Oct. 1984. P. 49–51.
41. U.S. Patent 3,588,905. Wide Range Tunable Transmitting Loop Antenna. Dunlavy J.H., Jr. June 1971.
42. Barrick D. Mini-loop Antenna Operation and Equivalent Circuit // Trans. IEEE. Jan. 1986. V. AP-34. P. 111–114.
43. Belrose J.S. Electrically Small Transmitting Loops / Part 1. Radcom June 2003. P. 65–67; Part 2. July 2004. P. 88–90.
44. Belrose J.S. Electrically Small Transmitting Loops // IEEE APS Symp Digest. 2005.
45. Belrose J.S. Performance Analysis by Experiment and Simulation of Small Tuned Transmitting Loop Antennas // IEEE APS Symp Digest. 2005.
46. Turner E.M., Richard D.J. Development of an Electrically Small Broadband Antenna // Proc 18th Symp USAF Ant Res Dev Prog Oct. 1968. Allerton, IL.
47. Schroeder K.G. The Complementary Pair—A Broadband Element Group for Phased Arrays // IEEE AP Conv Rec 1964. P. 128–133.
48. U.S. Patent 3,449,751. Complementary Pair Antenna Element Groups. Schroeder K.G. 10 June 1969.
49. Schroeder K.G., Soo Hoo K.M. Electrically Small Complementary Pair (ESCP) with Interelement Coupling // Trans. IEEE. July 1976. V. AP-24. P. 411–418.
50. Frost A.D. Parametric Amplifier Antenna // Proc IRE. June 1960. V. 48. P. 1163–1164.
51. Frost A.D. Parametric Amplifier Antenna // Trans. IEEE. March 1964. V. AP-12. P. 234–235.
52. Copeland J.R. et al. Antennas for Arrays // Trans. IEEE. March 1964. V. AP-12. P. 227–233.
53. Flachenecker G., Meinke H.R. Active Antennas with Transistors // Can Int Electronics Conf Rec Sept. 1967. P. 142–143.
54. Maclean T.S.M., Ramsdale P.A. Signal/Noise Ratio for Short Integrated Antennas // Electronics Lett. 6 Feb. 1975. V. 11. P. 62–63.
55. Fanson P.L., Chen K.-M. Instabilities and Resonances of Actively and Passively Loaded Antennas // Trans. IEEE. March 1974. V. AP-22. P. 344–347.
56. Ziolkowski R.W., Kipple A.D. Application of Double Negative Materials to Increase the Power Radiated by Electrically Small Antennas // Trans. IEEE. Oct. 2003. V. AP-51. P. 2626–2640.
57. Puente C. et al. Small but Long Koch Fractal Monopole // Electronics Lett. 8 Jan. 1998. V. 34. P. 9–10.
58. Balarida C.P., Romeu J., Cardama A. The Koch Monopole: A Small Fractal Antenna // Trans IEEE. Nov. 2000. V. AP-48. P. 1773–1781.
59. Puente C. et al. Fractal Multiband Antenna Based on the Sierpinski Gasket // Electronics Lett. 4 Jan. 1996. V. 32. P. 1–2.
60. Balarida C.P. et al. An Iterative Model for Fractal Antennas: Application to the Sierpinski Gasket Antenna // Trans IEEE. May 2000. V. AP-48. P. 713–719.
61. Vinoy K.J. et al. Hilbert Curve Fractal Antenna: A Small Resonant Antenna for VHF/UHF Applications // Microwave Optical Tech Lett. 20 May 2001. V. 29. P. 215–219.
62. Anguera J. et al. The Fractal Hilbert Monopole: A Two-Dimensional Wire // Microwave Optical Tech Ltrs. 20 Jan. 2003. V. 36. P. 102–104.
63. Cohen N. Fractal Antennas—Part 1 / Commun Q Summer 1995. P. 7–22.
64. Best S.R. On the Significance of Current Vector Alignment in Establishing the Resonant Frequency of Small Space-Filling Wire Antennas // IEEE Ant Wireless Propagation Lett. 2003. V. 2. P. 201–204.
65. Zhu J., Engheta N. Peano Antennas // IEEE Ant Wireless Propagation Lett. 2004. V. 3. P. 71–74.
66. Best S.R., Morrow J.D. The Effectiveness of Space-Filling Fractal Geometry in Lowering Resonant Frequency // IEEE Ant Wireless Propagation Lett. 2002. V. 1. P. 112–115.
67. Best S.R., Morrow J.D. On the Significance of Current Vector Alignment in Establishing the Resonant Frequency of Small Space-Filling Wire Antennas // IEEE Ant Wireless Propagation Lett. 2003. V. 2. P. 201–204.
68. Zhu J., Hoorfar A., Engheta N. Bandwidth, Cross-Polarization, and Feed-Point Characteristics of Matched Hilbert Antennas // IEEE Ant Wireless Propagation Lett. 2003. V. 2. P. 2–5.
69. Guterman J., Moreira A.A., Peixeiro C. Microstrip Fractal Antennas for Multistandard Terminals // IEEE Ant Wireless Propagation Lett. 2004. V. 3. P. 351–354.
70. Best S.R. On the Multiband Behavior of the Koch Fractal Monopole Antenna // Microwave Optical Tech Lett. 5 Dec. 2002. V. 35. P. 371–374.
71. Puente C. et al. On the Behavior of the Sierpinski Multiband Fractal Antenna // Trans. IEEE. April 1998. V. AP-46. P. 517–524.
72. Liang X., Chia M.Y.W. Multiband Characteristics of Two Fractal Antennas // Microwave Optical Tech Lett. 20 Nov. 1999. V. 23. P. 242–245.
73. Soler J., Puente C., Puerto A. A Dual-Band Bidirectional Multilevel Monopole Antenna // Microwave Optical Tech Lett. 20 Sept. 2002. V. 34. P. 445–448.
74. Best S.R. A Comparison of the Performance Properties of the Hilbert Curve Fractal and Meander Line Monopole Antennas // Microwave Optical Tech Lett. 20 Nov. 2002. V. 35. P. 258–262.
75. Best S.R. A Discussion on the Quality Factor of Impedance Matched Electrically Small Wire Antennas // Trans. IEEE. Jan. 2005a. V. AP-53. P. 502–508; correction Jun. 2005. P. 2133.
76. Courtesy of Choo H., Rogers R.L., Ling H. Design of Electrically Small Wire Antennas Using a Pareto Genetic Algorithm // Trans. IEEE. March 2005. V. AP-53. P. 1038–1046.
77. Altshuler E.E., Linden D.S. An Ultrawide-Band Impedance-Loaded Genetic Antenna // Trans. IEEE. Nov. 2004. V. AP-52. P. 3147–3150.
78. Choo H., Rogers R.L., Ling H. Design of Electrically Small Wire Antennas Using a Pareto Genetic Algorithm // Trans. IEEE. March 2005. V. AP-53. P. 1038–1046.
79. Altshuler E.E. A Method for Matching an Antenna Having a Small Radiation Resistance to a 50-Ohm Line // Trans. IEEE. Sept. 2005. V. AP-53. P. 3086–3089.
80. Best S.R. A Comparison of the Performance Properties of the Hilbert Curve Fractal and Meander Line Monopole Antennas // Microwave Optical Tech Lett. 20 Nov. 2002. V. 35. P. 258–262.
81. Best S.R. A Comparison of the Resonant Properties of Small Space-Filling Fractal Antennas // IEEE Ant Wireless Propagation Lett. 2003. V. 2. P. 197–200.
82. Gonzalez-Arbesu J.M., Blanch S., Romeu J. Are Space-Filling Curves Efficient Small Antennas // IEEE Ant Wireless Propagation Lett. 2003. V. 2. P. 147–150.
83. Grimes D.M., Grimes C.A. Bandwidth and Q of Antennas Radiating TE and TM Modes // Trans. IEEE. May 1995. V. EMC-37. P. 217–226.
84. Grimes C.A., Grimes D.M. A Clarification and Extension of Bandwidth and Q of Antennas Radiating Both TE and TM Modes // Trans. IEEE. May 1996. V. EMC-38. P. 201–202.
85. Grimes D.M., Grimes C.A. Power in Modal Radiation Fields: Limitations of the Complex Poynting Theorem and the Potential for Electrically Small Antennas // J EM Waves Appl. 1997. V. 11. P. 1721–1747.
86. Grimes D.M., Grimes C.A. Radiation Q of Dipole-Generated Fields // Radio Sci. March–April 1999. V. 34. P. 281–296.
87. McLean J.S. The Application of the Method of Moments to the Analysis of Electrically-Small «Compound» Antenna // EMC Symp Record Aug. 1995. P. 119–124.
88. Grimes C.A. et al. Time-Domain Measurement of Antenna Q // Microwave Optical Tech Lett. 20 April 2000. V. 25. P. 95–100.
89. Grimes C.A. et al. Characterization of a Wideband, Low-Q, Electrically Small Antenna // Microwave Optical Tech Lett. 5 Oct. 2000. V. 27. P. 53–58.
90. Grimes D.M., Grimes C.A. Minimum Q of Electrically Small Antennas: A Critical Review // Microwave Optical Tech Lett. 5 Feb. 2001. V. 28. P. 172–177.
91. Collin R.E. Minimum Q of Small Antennas // J EM Waves Appl. 1998. V. 12. P. 1369–1393.

92. U.S. Patent, 4,809,009. Resonant Antenna. *Grimes D.M., Grimes C.A.* 28 Feb. 1989.
93. U.S. Patent 6229494. Radiation Synthesizer Systems and Methods. *Merenda J.T.* 8 May 2001.
94. *Thal H.L.* New radiation Q limits for spherical wire antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. October 2006. V. AP-54. P. 2757–2763.
95. *John L. Volakis, Chi-Chih Chen, Kyohei Fujimoto* Small Antennas: Modern Miniaturization Techniques & Applications / McGraw-Hill Professional Publishing. 2010.
96. *Chu L.J.* Physical Limitations of Omni-Directional Antennas // J Appl Physics. Dec. 1948. V. 19. P. 1163–1175.
97. *Thal H.L.* Gain and Q bounds for coupled TM-TE modes // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. July 2009. V. AP-57. № 7. P. 1879–1885.
98. *Kwon D.-H.* On the Radiation Q and the Gain of Crossed Electric and Magnetic Dipole Moments // Trans. IEEE. May 2005. V. AP-53. P. 1681–1687.
99. *Chaloupka H.* On the Frequency Bandwidth of Functionally Small Antennas // Proc URSI Symp EM Theory Aug. 1992. P. 266–268.
100. *Kwon D.H.* Radiation Q and gain of TM and TE sources in phase-delayed rotated configurations // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. August 2008. V. AP- 56. P. 2783–2786.
101. *Pozar D.M.* New results for minimum Q, maximum gain, and polarization properties of electrically small arbitrary antennas // EuCAP 2009. Berlin. Germany. March 2009. P. 23–27.
102. *McLean J.S.* A Re-Examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas // Trans. IEEE. May 1996. V. AP-44. P. 672–676.
103. *Gustafsson M., Sohl C., Kristensson G.* Physical limitations on antennas of arbitrary shape // Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences. 2007. V. 463. № 2086. P. 2589–2607.
104. *Hansen R.C., Collin R.E.* A new Chu formula for Q // IEEE Antennas and Propagation Magazine. October 2009. V. 51. № 5 P. 38–41.
105. *Green R.B.* The general theory of antenna scattering / Ph.D thesis. The Ohio State University. November 1963.
106. *Thiele G.A., Detweiler P.L., Penno R.P.* On the Lower Bound of the Radiation Q for Electrically Small Antennas // Trans. IEEE. June 2003. V. AP-51. P. 1263–1269.
107. *Foltz H.D., McLean J.S.* Limits on the radiation Q of electrically small antennas restricted to oblong bounding regions // Proceedings of the IEEE AP-S International Symposium. 11-16 July 1999. V. 4. P. 2702–2705.
108. *Gustafsson M., Sohl C., Kristensson G.* Physical limitations on antennas of arbitrary shape // Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences. 2007. V. 463. № 2086. P. 2589–2607.
109. *Green R.B.* The general theory of antenna scattering / Ph.D thesis. The Ohio State University. November 1963.
110. *Andersen J.B., Frandsen A.* Absorption efficiency of receiving antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. September 2005. V. AP-53. P. 2843–2849.
111. *Newton R.G.* Scattering Theory of Waves and Particles. 2d ed. / Springer-Verlag. New York. 1982.
112. *Taylor J.R.* Scattering theory: The Quantum Theory of Nonrelativistic Collisions / Robert E. Krieger Publishing Company. Malabar. Fla. 1983.
113. *Kleinman R., Senior T.* Low frequency scattering by space objects // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. V. AES-11. P. 672–675.
114. *Best S.R.* Low Q Electrically Small Linear and Elliptical Polarized Spherical Dipole Antennas // Trans. IEEE. March 2005. V. AP-53. P. 1047–1053.
115. *Grechihin A.* Jelektricheski malye anteny: vozmozhnosti i zabluzhdeniya // Radio. 1992. № 11. S. 8–10.
116. *Grechihin A.I., Okunev A.G.* Issledovanie jeffektivnosti toroidal'nyh antenn STNA / V kn.: «Radioelektronnye i telekommunikacionnye sistemy i ustrojstva» Mezhd. sbornik nauch. trudov. V. 7. N. Novgorod: NGTU. 2001.
117. *Gavrillin A.T., Grechihin A.I., Proskurjakov D.V.* Issledovanie harakteristik toroidal'noj anteny so vstrechnymi spiral'nymi obmotkami // Radiotekhnika. 2001. № 9.
118. *Grechihin A.T.* Toroidal'nye anteny // Radio. 2003. № 1. S. 64–66.
119. *Sifjuzar V.* 60 let teorii jelektricheski malyh antenn // Jelektronika: Nauka, Tehnologija, Biznes. 2006. № 7. S. 10–19.
120. *Voronov A.A.* Primenenie singularnyh integral'nyh uravnenij dlja analiza kol'cevoy ramornoj anteny i malootrazhajushhego konformnogo pokrytija ob'ektov // Dis. ... k.f.-m.n. Samara: PGUTI. 2009.
121. *Babushkina O.A.* Issledovanie perspektivnyh shemno-konstruktivnyh reshenij dlja antenno-fidernyh ustrojstv i fil'trov SVCh diapazona // Dis. ... k.t.n. SPb.: LJeTI. 2010.
122. *Bojko S.N., Veselago V.G., Vinogradov E.A., Zhukov A.A.* Malogabaritnye anteny na osnove metamaterialov // Anteny. 2012. № 12. S. 32–41.
123. *Knjazev N.S.* Issledovanie harakteristik sfericheskikh rezonatornyh antenn malyh jelektricheskih razmerov // Dis. ... k.t.n. Ekaterinburg: URFU. 2012.
124. *Sharafiev A.V.* Mnogoelementnye dzhozefsonovskie struktury dlja realizacii vysokolinejnyh shirokopolosnyh ustrojstv // Dis. ... k.f.-m.n. M.: MGU. 2013.

## **Уважаемые читатели!**

В Издательстве «Радиотехника» Вы можете приобрести книгу

**Под редакцией Д.И. Воскресенского**

**Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И.**

**Устройства СВЧ и антенны**

ISBN 978-5-93108-120-5

Рассмотрены основные разделы теории и техники антенно-фидерных устройств, изложены основы теории линий передачи и представлены различные устройства СВЧ с использованием матричного описания их внешних характеристик. Освещены вопросы построения и расчета различных типов антенн и антенных решеток. Особое внимание уделено антеннам СВЧ и основам проектирования антенных систем с пространственно-временной обработкой сигнала.

*Для студентов вузов, обучающихся по направлению «Радиотехника», может быть полезна преподавателям и аспирантам.*

**По вопросам заказа и приобретения книг обращаться по адресу: 107031 г. Москва, Кузнецкий мост, 20/6.**

**Тел./факс: (495) 625-92-41, тел.: (495) 625-78-72, 621-48-37;**

**<http://www.radiotec.ru>; e-mail: [info@radiotec.ru](mailto:info@radiotec.ru)**