

**В. В. Овсянников**

Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара  
72, пр. Гагарина, г. Днепр (Днепропетровск), 49010, Украина  
E-mail: [ovsyan\\_viktor@mail.ru](mailto:ovsyan_viktor@mail.ru)

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛЫЕ ВИБРАТОРНЫЕ, СПИРАЛЬНЫЕ И ПЕТЛЕВЫЕ АНТЕННЫ**

Приведены результаты исследований в диапазоне СВЧ основных радиотехнических характеристик линейных проволочных электрически малых антенн, важными свойствами которых являются малые размеры и масса. При исследованиях применяются как теоретические приближенные и строгие, так и экспериментальные методы. Расчеты выполнены приближенными и строгим методом интегрального уравнения с использованием современных компьютерных программных сред *super NEC*, *FEKO* и других. Впервые предложен метод структурно-параметрической оптимизации и приближенного анализа таких антенн с включенными в излучающие ветви сосредоточенными индуктивными и емкостными нагрузками. Предложены приближенные формулы для определения значений включаемых в штыревые и петлевые изогнутые антенны реактивных нагрузок и формулы для определения их входных сопротивлений. По этим формулам выполнены расчеты значений индуктивных и емкостных нагрузок, которые подтверждены экспериментально. Впервые приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований добротности и КПД штыревых, спиральных и петлевых электрически малых антенн с включенными в их ветви реактивными нагрузками. Из полученных результатов следует, что при уменьшении электрического размера плеча обычных неукороченных антенн значения КПД антенн снижаются до 20 % и менее при значениях добротности потерь в пределах от 130 до 1 000. Из результатов измерений КПД также следует, что укорочение электрической длины исследуемых антенн вдвое относительно обычного размера, как с включенными индуктивными нагрузками, так и выполненных в виде цилиндрической спирали, приводит к снижению КПД этих антенн от 100 % до 75...85 % по сравнению с обычными штыревыми антеннами. Укорочение электрической длины втрое снижает КПД антенн до 40...50 %. Дальнейшее укорочение подобных антенн приводит к дальнейшему снижению их КПД. Приведенный в статье материал может быть полезен при разработке электрически малых и миниатюрных антенн и антенных решеток в микрополосковом и другом исполнении. Ил. 10. Табл. 2. Библиогр.: 21 назв.

**Ключевые слова:** электрически малые антенны диапазона СВЧ, штыревые, петлевые и спиральные антенны, входное сопротивление, коэффициент стоячей волны по напряжению, добротность и коэффициент полезного действия антенн.

Уменьшение размеров и массы антенн – актуальная проблема антенной теории и техники. Особенно это относится к антеннам мобильных подвижных объектов – аэрокосмических, наземных, морских и др., где габариты и масса имеют немаловажное значение.

Общепринятым критерием электрически малой антенны (ЭМА) является ее соответствие неравенству  $ka \leq 1$ , где  $k$  – волновое число,  $k = 2\pi / \lambda$ ,  $\lambda$  – длина рабочей волны,  $a$  – радиус условной сферы, охватывающей максимальный размер симметричной вибраторной антенны (рис. 1), или соответствующей полусферы для случая несимметричной антенны [1, 2].

За прошедшие 70 лет со времени первой публикации по ЭМА [1] уровень исследований характеристик ЭМА значительно вырос, начиная с приближенных методов расчета до строгого подхода к синтезу и анализу таких антенн. Актуальность и область применения подобных антенн также существенно выросли.

Уменьшение электрического размера обычной антенны до значений  $ka \leq 1$  без принятия дополнительных мер приводит к существенному рассогласованию входа антенны с подводщим фидером и уменьшению ее КПД. Уменьшение размеров антенн иногда выполняется путем создания определенной конфигурации этих антенн, например, спиральной, зигзагообразной, ромбической и др., что позволяет заполнить

внутреннюю часть условной сферы или полусферы с радиусом  $ka$  дополнительной проволочной антенной структурой (рис. 1). Также для этих целей применяются другие методы, в частности, включение в разрывы проводящих ветвей ЭМА индуктивных ( $L$ ), емкостных ( $C$ ) или комплексных сосредоточенных или распределенных нагрузок.

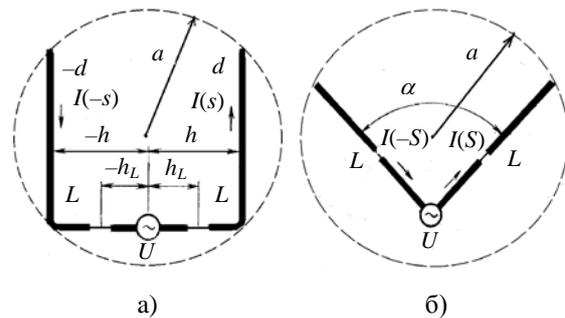


Рис. 1. Штыревые вибраторные ЭМА с индуктивными нагрузками  $L$ : П-образная (а) и V-образная (б)

В данной работе приведены результаты исследований и разработки в диапазоне СВЧ основных электродинамических характеристик ЭМА, важнейшими свойствами которых являются минимальные электрические размеры и масса. Рассмотрены входные сопротивления, коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) и КПД штыревых, спиральных и петлевых ЭМА с включенными в их ветви сосредоточенными ин-

дуктивными или емкостными нагрузками. Исследования выполнены приближенными, строгими и экспериментальными методами.

**1. Методы расчета вибраторных ЭМА с нагрузками.** Известно множество компьютерных программ, которые можно использовать для моделирования и расчетов параметров вибраторных антенн и ЭМА, например, *super NEC* [3], *MMANA* [4], *FEKO* [5] и др. Разработчики подобных программ не всегда раскрывают алгоритмы их построения, однако зачастую они основаны на строгом подходе к решению линейных или поверхностных интегральных уравнений (ИУ) относительно искомого распределения тока на антеннах. Интегральные уравнения преобразуются в системы линейных уравнений, для решения которых относительно искомого распределения тока применяется метод моментов [6], и затем определяются распределение тока на антенне, комплексные входные сопротивления в точках возбуждения антенны, КСВН, КПД, диаграммы направленности (ДН) и другие необходимые параметры. При использовании таких программ можно задавать исходные данные для расчета: конфигурацию и конструкцию антенны, электрические параметры материала, из которого она изготовлена, рабочие частоты и другие данные. Для оценки полученных результатов в этих программных средах исследователю-оператору необходимо знать антенную технику в минимальном объеме, чтобы уметь приближенно прогнозировать ожидаемые результаты расчетов. Для предварительного прогноза можно использовать приближенные методы расчета, такие как метод эквивалентной длинной линии (ЭДЛ), метод суперпозиции токов или электромагнитных полей, метод наводимых ЭДС или другие методы [7–11]. Очевидно, важно выполнять экспериментальную проверку вычисленных параметров исследуемой антенной структуры.

Приступая к разработке и исследованию ЭМА, задаем технические требования к параметрам антенны: распределению комплексного тока, комплексному входному сопротивлению в точках подключения генератора (приемника), КСВН ( $K_{v,s}$ ) в питающем фидере, КПД, ДН антенны. Задаем также диапазон рабочих частот, волновое сопротивление питающего фидера на входе ЭМА, параметры окружающей среды.

На первом этапе разработки выполняем предварительную структурно-параметрическую оптимизацию [12] и приближенный анализ ЭМА методом ЭДЛ, например, используя известное выражение [10, 13] для комплексного входного сопротивления двухпроводной линии (рис. 2) из двух идеальных проводников

$$Z_{in} = W \frac{Z_{load} + iW \operatorname{tg}(kd)}{W + iZ_{load} \operatorname{tg}(kd)}, \quad (1)$$

где  $W$  – волновое сопротивление двухпроводной линии (антенны);  $Z_{load}$  – комплексное сопротивление нагрузки линии;  $d$  – длина линии.

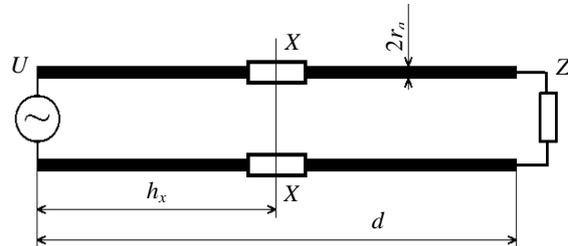


Рис. 2. Представление в виде двухпроводной линии вибраторной антенны с нагрузками  $X$  в плечах и нагрузкой  $Z$  на конце линии

Как показано ниже, выражение (1) можно использовать для приближенного расчета электрических параметров разнообразных вибраторных ЭМА с индуктивными или емкостными сосредоточенными нагрузками в разрывах ветвей и с разомкнутыми или замкнутыми концами ветвей (рис. 1, 4).

На втором этапе разработки, если полученных приближенных данных недостаточно, выполняем структурно-параметрическую оптимизацию ЭМА с применением математического анализа в строгой постановке в соответствии со специально разработанной или стандартной компьютерной программой, например, [3–5].

Если на этом этапе не удастся выполнить технические требования, выбираем другие возможные пути их удовлетворения. Например, корректируем координаты включения источников возбуждения или реактансов в ветви антенны, значения этих элементов или, в крайнем случае, изменяем конфигурацию, конструкцию или структурную схему ЭМА.

**2. Входные сопротивления П- и V-образных ЭМА.** Исследуем электрически короткие симметричные вибраторные антенны, подобные П- или V-образным (рис. 1) с последовательно включенными индуктивными нагрузками (ИН)  $L$ , длиной плеча  $0 < d < 0,2\lambda$ , у которых  $r_a$  – радиус проводника антенны,  $f$  – рабочая частота,  $U$  – источник переменного возбуждающего напряжения.

На следующем этапе исследований или разработки ЭМА определяем дискретное множество значений ИН  $L = \{L_1, L_2, \dots, L_N\}$ , включаемых поочередно в плечи антенны в разных точках для обеспечения на ее входе режима последовательного резонанса ( $X_{in} = 0$ ). Каждому значению нагрузки  $L_j$  этого множества соответствует

множество координат включения этих нагрузок  $h_{L_j} : H = \{h_{L_1}, h_{L_2}, \dots, h_{L_N}\}$ . Шаг включения ИН – произвольный, координаты  $h_{L_j}$  включения нагрузок соответствуют множеству  $\{0, \dots, d\}$ .

Задачу приближенного определения значений необходимых нагрузок  $L_j$  решаем с применением приближенного метода ЭДЛ, представляя антенну (рис. 1) в виде двухпроводной линии (рис. 2) с реактивными нагрузками  $X$  ( $X_{open}$ ) в ветвях и комплексной нагрузкой  $Z$  на конце линии.

С учетом (1), для случая разомкнутой ( $Z \rightarrow \infty$ ) на конце линии (рис. 2) суммарное реактивное сопротивление нагрузки в ЭМА составит

$$Z_{load}^{open} = 2i X_{open} - 2i W_{open} \operatorname{ctg}[k(d - h_x)], \quad (2)$$

где  $W_{open} = 12[\ln(d/r_a) - 1]$  – волновое сопротивление разомкнутой на концах линии или эквивалентной ей антенны [14];  $h_x$  – координаты включения нагрузок  $X_{open}$  в антенну.

Учитывая, что одним из основных условий согласования антенны с питающим фидером является равенство нулю реактивной составляющей входного сопротивления антенны, полагаем в (1)  $Z_{in} = 0$ , значение  $Z_{load}^{open}$  подставляем из (2) в (1) и получаем формулу для расчета значения реактивного сопротивления нагрузки  $X_{open}$ , необходимого для согласования антенны с питающим фидером:

$$X_{open} = i \frac{W_{open}}{2} \{ \operatorname{ctg}[k(d - h_x)] - \operatorname{tg}(kh_x) \}. \quad (3)$$

Для случая, когда длина плеча ЭМА меньше резонансного значения ( $0 < d < 0,2\lambda$ ), нагрузка  $X_{open}$  имеет индуктивный характер [11, 15] и выражение (3) приобретает вид

$$L_{rez}^{open} = \frac{W_{open}}{4\pi f} \{ \operatorname{ctg}[k(d - h_L)] - \operatorname{tg}(kh_L) \}, \quad (4)$$

где  $h_L$  – координаты включения индуктивных нагрузок.

Для повышения точности расчета  $L_{rez}^{open}$  учитываем укорочение волны на антенне в свободном пространстве [14] и выражение (4) переписываем в виде

$$L_{rez}^{open} = \frac{W_{open}}{4\pi f} \{ \operatorname{ctg}[\eta_1 k(d - h_L)] - \operatorname{tg}(\eta_2 kh_L) \}, \quad (5)$$

где  $\eta_1, \eta_2$  – коэффициенты, учитывающие укорочение длины волны на антенне в свободном пространстве,

$$\eta_1 = 1 + \left[ 4,61 \operatorname{lg} \left( \frac{d - h_L}{r_a} \right) \right]^{-1}, \quad (6)$$

$$\eta_2 = 1 + \left[ 4,61 \operatorname{lg} \left( \frac{h_L}{r_a} \right) \right]^{-1}.$$

Уточнения начального приближения значения индуктивности  $L_m$  ( $L_{rez}^{open}$ ), полученного из выражения (5), достигаем минимизацией одномерной целевой функции вида

$$\min \left\{ \left| \frac{X_{in}(L_m) - X_{in}^{tp}}{X_{in}^{tp}} \right|^2, \quad m = 1, 2, \dots, M, \right. \\ \left. L_m \in (L_1, L_M), L_{rez}^{ny} \in (L_1, L_M), \right. \\ \left. U, f, d, r_a, h_L = \operatorname{const}, \right. \quad (7)$$

где  $X_{in}^{tp}$  – требуемое значение реактивной составляющей входного сопротивления ЭМА, в данном случае  $X_{in}^{tp} = 0$ ;  $X_{in}(L_m)$  – реактивная составляющая входного сопротивления антенны при включенном в нее индуктивном элементе  $L_m$ , полученная методом ИУ.

Решением данной задачи является значение индуктивности  $L^*$ , обеспечивающее минимальное значение критерия оптимальности (7).

С помощью выражений (5)–(7) исследуем зависимость значений индуктивностей  $L_{rez}^{open}$  от места их включения в антенну с целью обеспечения резонанса тока и получения значения  $X_{in} = 0$  на входных клеммах антенны. Результаты расчетов представлены на графиках (рис. 3).

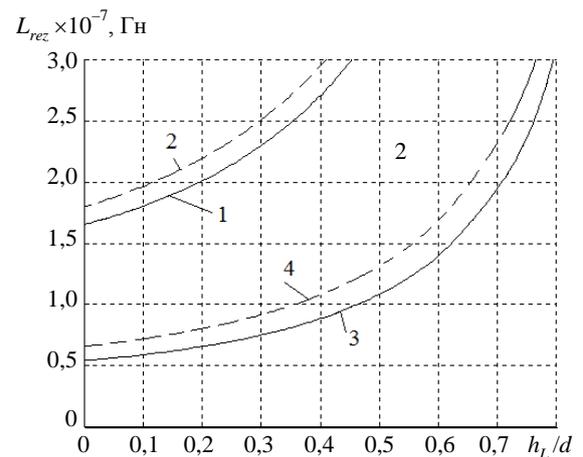


Рис. 3. Графики зависимости  $L_{rez}$  от  $h_L/d$  для  $d/\lambda = 0,12$ : кривые 1, 3 –  $\Omega = 11,5$  и  $\Omega = 9,21$  соответственно; кривые 2, 4 – параметры толщины те же, но  $\eta_1 = \eta_2 = 1$

Как следует из графиков, при сдвиге точек включения  $L$  к концам ЭМА, для обеспече-

ния резонанса в ЭМА необходимо увеличивать значение индуктивности. Из графиков также видно, что для настройки в резонанс вибраторов большей толщины требуется меньшая величина индуктивности  $L_{rez}^{open}$  (кривые 3, 4), чем в случае вибраторов меньшей толщины (кривые 1, 2). Здесь параметр толщины ЭМА  $\Omega = 4,6 \lg(2d/r_a)$  [8, 11, 15].

Далее найдем выражения для приближенного расчета активной и реактивной составляющих комплексных входных сопротивлений П- и V-образной ЭМА (рис. 1).

Так как распределение тока на ЭМА с укорачивающей ИН близко по форме к трапецидальному распределению [8, 11, 15], выражения для сопротивления излучения ЭМА и, следовательно, для активной составляющей входного сопротивления этих антенн определяем по приближенным формулам

$$R_{in}^П = \frac{1200h}{d} \left( \frac{d+h_L}{\lambda} \right)^2, \quad R_{in}^V = \frac{1200\alpha}{\pi} \left( \frac{d+h_L}{\lambda} \right)^2, \quad (8)$$

где  $h$  – расстояние от точки возбуждения до изгиба П-образной антенны;  $\alpha$  – угол раскрыва V-образной антенны.

Реактивную составляющую входного сопротивления данных штыревых (разомкнутых) ЭМА с ИН находим из (1) с учетом (2)

$$X_{in} = \frac{4\omega L}{W_{open}} + \operatorname{tg}(\eta kh_L) - \operatorname{ctg}[\eta k(d-h_L)] \quad (9)$$

$$= W_{open} \frac{\frac{4\omega L}{W_{open}} + \operatorname{tg}(\eta kh_L) - \operatorname{ctg}[\eta k(d-h_L)]}{1 + \operatorname{tg}(\eta kh_L) \operatorname{ctg}[\eta k(d-h_L)] - \frac{4\omega L}{W_{open}} \operatorname{tg}(\eta kh_L)}$$

По формулам (8) и (9) можно приближенно определять комплексные входные сопротивления ЭМА с погрешностью не более 10 % без применения сложных компьютерных программ типа [3–5] и др.

С использованием полученных выше соотношений и компьютерных программ [3–5] была предложена новая ЭМА [16, 18].

**3. Петлевые и рамочные ЭМА с индуктивными или емкостными нагрузками.** В отличие от рассмотренных выше штыревых (разомкнутых) вибраторных антенн, наименьшая полу-длина периметра  $d$  петлевых (замкнутых) антенн (рис. 4), при которой их реактивное сопротивление близко к нулю, а активное соизмеримо с волновым сопротивлением высокочастотных питающих фидеров, составляет  $(0,5...0,6)\lambda$  независимо от конфигурации антенны [9, 10]. Эти размеры соответствуют первому последовательному резонансу  $X_{in} = 0$ , при котором создаются приемлемые условия для согласования входа антенны с подводимым фидером. Уменьшение периметра петлевой антенны относительно указанных выше

резонансных размеров приводит к значительному изменению и искажению входного сопротивления и КСВН и, следовательно, к рассогласованию входа антенны с питающим фидером. Как и в случае разомкнутых штыревых антенн (разд. 2), произвольное уменьшение размеров замкнутых антенн без дополнительных мер не решает вопрос их миниатюризации.

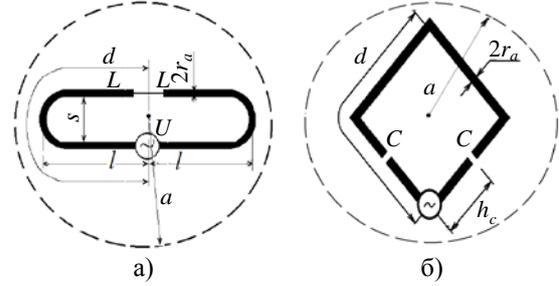


Рис. 4. Петлевые вибраторные ЭМА с реактивными нагрузками: шлейф-вибратор Пистолькорса (а) и рамочная антенна (б)

Одним из путей уменьшения размеров петлевых антенн являются методы включения в разрывы их ветвей укорачивающих нагрузок. Подобно тому, как это делалось в разд. 2, рассмотрим вначале приближенный подход к исследованию и расчету петлевых ЭМА с включенными реактивными элементами (метод ЭДЛ), а затем строгую постановку задачи о таких антеннах (метод ИУ).

**3.1. Метод ЭДЛ при расчете петлевых ЭМА.** Представим электрически малые петлевые антенны (рис. 4) в виде отрезка двухпроводной линии из идеально проводящих ветвей (рис. 2), замкнутой на конце ( $Z=0$ ), с включенными на расстояниях  $h_x$  реактивными нагрузками  $X$  ( $X_{loop}$ ). Рассуждая аналогично случаю штыревых (разомкнутых) антенн, получим выражение для значения суммарной нагрузки на линии (ЭМА)

$$X_{load}^{loop} = 2i X_{loop} + 2i W_{loop} \operatorname{tg}[k(d-h_x)]. \quad (10)$$

Волновое сопротивление определяем по формуле  $W_{loop} = 276 \lg(d/2r_a)$ .

Для обеспечения последовательного резонанса в замкнутой антенне полагаем  $Z_{in} = 0$  и подставляем в (1) суммарное значение включаемых в антенну реактивных нагрузок (10). Получаем необходимые значения нагрузок для создания в антенне режима последовательного резонанса ( $X_{in} = 0$ ) в виде

$$X_{rez}^{loop} = -0,5i W_{loop} \{ \operatorname{tg}[\eta_1 k(d-h_x)] + \operatorname{tg}(\eta_2 kh_x) \}. \quad (11)$$

Исследуя выражение (11), можно прийти к выводу, что при  $d < 0,25\lambda$  режим первого последовательного резонанса в петлевой антенне достигается при емкостном характере нагрузок

независимо от места включения. При длине плеча  $0,25 < d/\lambda < 0,50$  знак резонансной нагрузки  $X_{rez}^{loop}$  зависит от места ее включения в ЭМА, т. е. нагрузка может быть как емкостной, так и индуктивной. В этом можно убедиться, рассчитав  $X_{rez}^{loop}$  по формуле (11) и построив графики ее зависимости от координат включения нагрузок  $h_x/d$  (рис. 5). Расчеты проводились для антенн из проводников средней толщины ( $\Omega = 10,3$ ) с волновым сопротивлением 450 Ом. Из графиков на рис. 5 следует, что при  $d < 0,25\lambda$  абсолютное значение сопротивления емкостной резонансной нагрузки становится минимальным в середине плеча ( $h_x = 0,5d$ ) антенны (кривая 1).

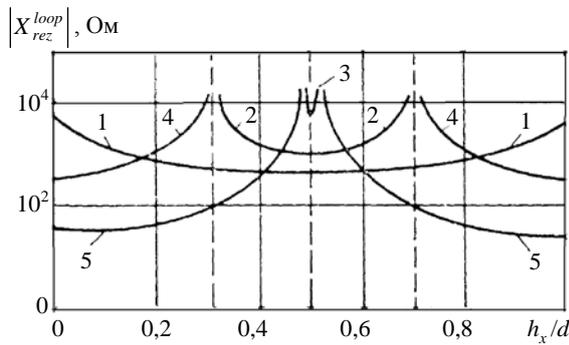


Рис. 5. Графические зависимости значений резонансных сопротивлений реактивной нагрузки от места ее включения ( $h_x/d$ ) в плечо антенны при  $d = 0,24\lambda$  (кривая 1);  $d = 0,36\lambda$  (кривые 2, 4);  $d = 0,48\lambda$  (кривые 3, 5)

При длине плеча антенны  $0,25\lambda < d < 0,50\lambda$  (кривые 2 и 3) для емкостной нагрузки абсолютное значение ее сопротивления минимально в середине плеча ( $h_x = 0,5d$ ), а индуктивное сопротивление (кривые 4 и 5) минимально только в двух точках:  $h_x = 0$  и  $h_x = d$ . Очевидно, что, включая емкостные или индуктивные нагрузки именно в этих местах, можно минимизировать активные потери в нагрузках, и с точки зрения КПД ЭМА такие точки включения будут оптимальными. На основании анализа графиков рис. 5 можно определить характер реактивной резонансной нагрузки в зависимости от места ее включения в ЭМА, длина плеча которой находится в пределах  $0 < d < 0,50\lambda$  (табл. 1).

Таблица 1  
Зависимость характера реактивной резонансной нагрузки от координат ее включения в петлевую ЭМА

№ п/п	Место включения нагрузки	Характер нагрузки
1	$0 < h_x/\lambda < (d/\lambda - 0,25)$	индуктивный
2	$(d/\lambda - 0,25) < h_x/\lambda < 0,25$	емкостной
3	$0,25 < h_x/\lambda \leq d$	индуктивный

Подставляя значение суммарной нагрузки из (10) в (1), получим выражение для расчета реактивной составляющей входного сопротивления петлевой антенны

$$X_{in}^{loop} = W_{loop} \frac{\{2X_{loop}/W_{loop} + \text{tg}[\eta k(d - h_x)] + \text{tg}(\eta kh_x)\}}{\{1 - (2X_{loop}/W_{loop}) \text{tg}(\eta kh_x) - \text{tg}[\eta k(d - h_x)] \text{tg}(\eta kh_x)\}} \quad (12)$$

Полученные выше формулы позволяют приближенно оценить  $X_{in}^{loop}$  и  $X_{rez}^{loop}$  замкнутых ЭМА различной конфигурации с емкостными и индуктивными нагрузками. Расчет методом ЭДЛ по формуле (11) антенн с параметром толщины  $\Omega = 11,5$  и емкостными нагрузками показывает, что для обеспечения первого последовательного резонанса при укорочении антенны приблизительно в два раза относительно обычных размеров до  $d \approx (0,2...0,3)\lambda$  необходимо в каждую ветвь включить нагрузку с реактивным сопротивлением порядка  $X_c = -i(500...1500)$  Ом.

3.2. Электрически малые шлейф-вибраторные антенны. Рассмотрим ЭМА в виде шлейф-вибратора с индуктивной нагрузкой (рис. 4, а). Обратимся к выражениям (11) для  $X_{rez}^{loop}$  и (12) для  $X_{in}^{loop}$  для расчетов замкнутых ЭМА, при включении нагрузок в точках  $h_x = \pm d$

$$X_{rez}^{loop} = -0,5iW_{loop} \text{tg}(\eta kd); \quad (13)$$

$$X_{in}^{loop} = iW_{loop} \frac{2X_{loop}/W_{loop} + \text{tg}(\eta kd)}{1 - (2X_{loop}/W_{loop}) \text{tg}^2(\eta kd)} \quad (14)$$

Как видно из предыдущих исследований, для уменьшения размера петлевой антенны ( $d < 0,5\lambda$ ) в точках  $h = \pm d$  целесообразно включать индуктивные нагрузки. Тогда с учетом (13) необходимую резонансную индуктивность определяем по формуле

$$L_{rez}^{loop} = (W_{loop}/4\pi f) \text{tg}(\eta kd). \quad (15)$$

При этом следует учитывать, что длина  $l$  плеча шлейф-вибратора (рис. 4, а) приблизительно равна половине его периметра  $d$ , которую можно определять двумя способами. При  $l/S > 10$  можно пренебречь шириной  $S$  шлейф-вибратора и считать, что  $d = 2l$ , а при  $l/S < 10$  –  $d = 2l + S[(\pi/2) - 1]$ . Тогда формулу (15) для ре-

зонансной индуктивности шлейф-вибраторов при  $l/S > 10$  можно записать в виде

$$L_{rez} \approx \frac{\lambda}{4\pi} \lg \frac{d}{r_a} \operatorname{tg}(2\eta kd). \quad (16)$$

Формулой (16) можно пользоваться при размерах антенны  $0,25\lambda < d < 0,45\lambda$ . Точность расчетов  $\pm(10...15)\%$ .

3.3. Метод суперпозиции при расчете петлевых ЭМА. Отметим, что параметры электрически малых шлейф-вибраторов Пистолькорса с индуктивной нагрузкой (рис. 4, а) и без нагрузок можно оценивать с более высокой точностью, используя совместно методы суперпозиции [9, 10] и ИУ, например [3–5] с учетом выражения (1), вначале условно отделяя неизлучающие токи от излучающих. Затем для неизлучающих токов входные сопротивления определяют по обычным формулам теории ЭДЛ, так как они вносят незначительный вклад в излучение антенны при условии, что расстояние  $S$  между проводниками петлевой антенны мало по сравнению с длиной рабочей волны  $(ks)^2 \ll 1$ . Излучающие токи определяют при строгой постановке задачи для штыревой (разомкнутой) антенны с длиной плеча  $l$  (рис. 4, а) и с эквивалентным радиусом стержня антенны  $R_a = \sqrt{S r_a}$ . В результате суммарная комплексная входная проводимость петлевой антенны определяется формулой

$$Y_{in} = \frac{1}{4} (Y_{in}^{equ} + 2Y_{in}^{lin}) = \frac{1}{4Z_{in}^{equ}} + \frac{1}{2Z_{in}^{lin}}, \quad (17)$$

где  $2Y_{in}^{lin}$  и  $2Z_{in}^{lin}$  – комплексные входная проводимость и входное сопротивление двухпроводной линии длиной  $d$ , закороченной на концах или нагруженной двумя индуктивными нагрузками  $L$  (для случая ЭМА);  $Y_{in}^{equ}$  и  $Z_{in}^{equ}$  – комплексные входная проводимость и входное сопротивление эквивалентной «толстой» штыревой (разомкнутой) антенны.

С использованием приведенных выше соотношений нами были выполнены расчеты входных сопротивлений петлевых антенн (рис. 4, а без ИН) и с ИН [21] в частотном диапазоне  $0,22 < l/\lambda < 0,28$ , при среднем значении  $l/\lambda = 0,25\lambda_{aver}$  и расстоянии между ветвями антенны  $S = 0,075 \lambda_{aver}$ , где  $\lambda_{aver}$  – среднее значение длины волны исследуемого диапазона. При этом были рассмотрены два варианта толщины стержня: 1)  $\Omega = 11,1$ ,  $\Omega_{equ} = 6,54$ ; 2)  $\Omega = 13,2$ ,  $\Omega_{equ} = 7,57$ . Результаты расчетов и измерений приведены на рис. 6.

Также были выполнены расчеты входных сопротивлений двух вариантов П-образных сим-

метричных петлевых шлейф-антенн на основе рассмотренной выше шлейф-антенны, симметрично согнутых под углом  $90^\circ$  в плоскости петли (рис. 6, б). При этом все указанные выше исходные параметры рассматриваемой петлевой несогнутой шлейф-антенны остаются без изменений.

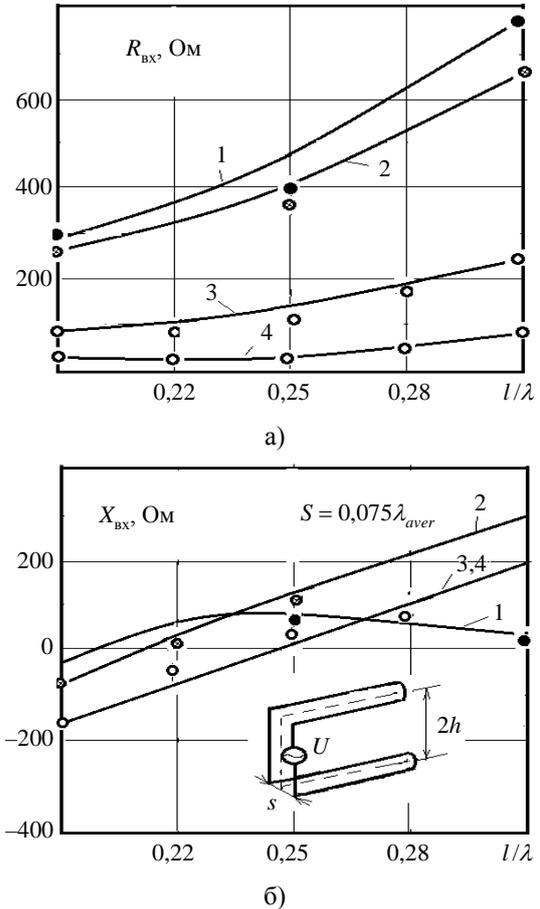


Рис. 6. Графические зависимости активной (а) и реактивной (б) составляющих входного сопротивления петлевых прямолинейных и П-образных шлейф-антенн от электрической длины  $l/\lambda$  антенны, вычисленные методом суперпозиции: кривые 1, 2 – несогнутые петлевые антенны (рис. 4, а); кривые 3 – согнутые П-образные шлейф-антенны для  $h = 0,095\lambda_{aver}$ ; кривые 4 – то же для  $h = 0,049\lambda_{aver}$

Особо отметим, что входные сопротивления П-образных шлейф-антенн представляют интерес для практики, так как в несимметричном исполнении петлевые антенны широко применяются в виде Г-образных при установке на корпусе мобильных объектов [19].

Как следует из графиков (рис. 6), изменение радиуса стержня  $r_a$  несогнутой петлевой антенны больше сказывается на реактивной, чем на активной составляющей входного сопротивления (кривые 1 и 2). Активная составляющая входного сопротивления П-образных антенн существенно зависит от параметра  $h$  при одинаковой толщине

стержня  $2r_a$ , а реактивная составляющая – почти не зависит от параметров  $h$  и  $2r_a$  (кривые 3, 4). Результаты экспериментальной проверки входных сопротивлений согнутых П-образных антенн показаны на графиках светлыми кружками, а несогнутых (рис. 4, а) – темными кружками для антенн 1-го варианта толщины стержня и кружками с крестиками внутри – для антенн 2-го варианта с более тонким стержнем.

Следует отметить, что рассмотренным методом также можно оценивать входные сопротивления подобных петлевых антенн с симметрично сдвинутыми (приподнятыми) относительно центра антенны точками возбуждения.

**3.4. Метод ИУ при расчете рамочных ЭМА с реактивными нагрузками.** В отличие от приближенных подходов, при расчете ЭМА методом ИУ [18, 19] с использованием компьютерных программ [3–5] можно рассчитывать распределение тока, входные сопротивления и ряд других параметров штыревых и петлевых антенн различной конфигурации с различными включенными нагрузками.

Выполняя расчеты в частотном диапазоне и проводя анализ влияния включенных в ветви антенн нагрузок, исследуем методом ИУ пути уменьшения размеров замкнутых рамочных антенн.

В качестве примера рассмотрим результаты компьютерных расчетов методом ИУ квадратных рамочных антенн (рис. 4, б) с двумя вариантами реактивных элементов – индуктивными и емкостными (рис. 7).

Как следует из сравнения кривых 1 и 3, включение в рамочную антенну емкостных нагрузок значительно укорачивает ее электрическую длину. При этом картина зависимости входного сопротивления рамочной антенны  $X_{in}^{loop}$  (кривая 1, рис. 7, б) смещается в сторону низких частот относительно кривой 3, т. е. благодаря включению емкостных нагрузок в антенну № 1 (рис. 7, а) в области малых электрических длин (в данном случае при  $d/\lambda \approx 0,24$  вместо  $d/\lambda = 0,58$  без емкостных элементов) возникает новый последовательный резонанс (на графике рис. 7, б показан кружком 4) при активной составляющей входного сопротивления антенны в несколько десятков ом.

В данном случае рамочная ЭМА с емкостными нагрузками может быть укорочена более чем вдвое. Это свойство является положительным фактором для согласования ЭМА с питающим фидером, что целесообразно использовать при создании замкнутых малогабаритных и миниатюрных антенн с емкостными элементами с размером  $d/\lambda \ll 0,25$ .

Из сравнения кривых 2 и 3 (рис. 7) видно, что включение индуктивных нагрузок в точках, диаметрально противоположных точкам включения возбуждающего генератора рамочной антенны (рис. 7, а, антенна № 2), также способствует укорочению ее электрической длины, т. е. смещает картину зависимости  $X_{in}^{loop}$  (кривая 2, рис. 7, б) в сторону низких частот относительно кривой 3. Первый последовательный резонанс в антенне с индуктивностями, включенными таким образом, наступает при  $d/\lambda \approx 0,43$  (кружок 5) вместо  $d/\lambda = 0,58$  без индуктивных элементов (кружок 6), что также является положительным фактором.

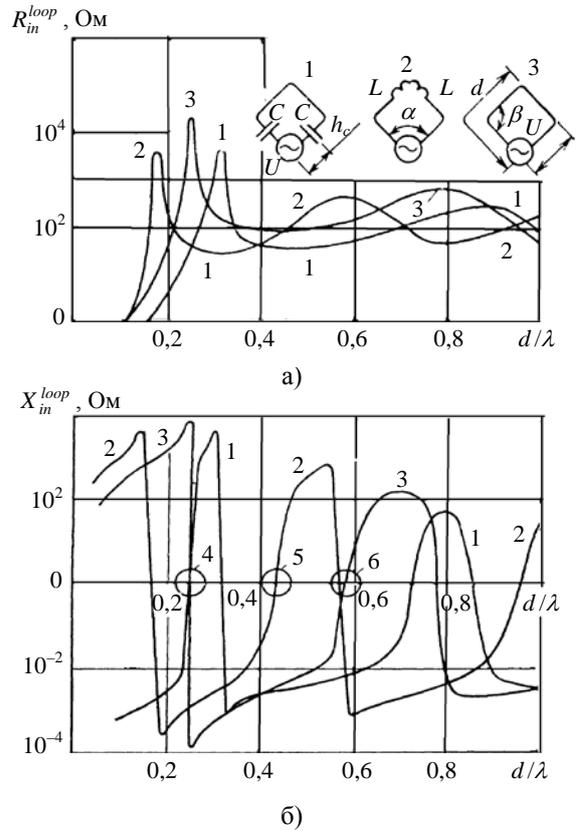


Рис. 7. Графические зависимости от электрической длины ( $d/\lambda$ ) активной (а) и реактивной (б) составляющих входного сопротивления рамочных антенн ( $\alpha = \beta = 90^\circ$ ;  $h = 0,5d$ ;  $\Omega = 11,3$ ) с двумя последовательно включенными реактивными нагрузками – емкостными  $X_c = -i760$  Ом (кривая 1) и индуктивными  $X_L = i112$  Ом (кривая 2), а также без нагрузок (кривая 3)

Таким образом, в отличие от разомкнутых ЭМА, размеры которых можно уменьшать включением только индуктивных нагрузок (разд. 2), размеры петлевых замкнутых антенн можно укорачивать как с помощью включения индуктивных, так и емкостных нагрузок, что расширяет возможности их применения таких антенн.

**4. Коэффициент полезного действия ЭМА** можно определять как расчетными методами так экспериментально. Рассмотрим оба метода.

4.1. Расчет КПД ЭМА с использованием значений амплитуд тока на реальной и идеальной укорачивающих реактивных нагрузках. Принимая во внимание, что в СВЧ-диапазоне основная часть джоулевых потерь в ЭМА приходится на включенные в нее «укорачивающие» нагрузки по сравнению с потерями в проводниках антенны, при оценке КПД ЭМА учитываем в большей степени потери в этих нагрузках. Пользуясь методами компьютерного моделирования [3–5], позволяющими рассчитать распределение тока на антенне, можно определять КПД ЭМА (при отсутствии джоулевых потерь в проводниках ЭМА) как отношение амплитуды тока на реальной нагрузке, включенной в ЭМА с наличием джоулевых потерь, к току через подобную идеальную нагрузку (без потерь). При этом одна и та же нагрузка с одинаковыми значениями индуктивности должна быть включена в одних и тех же точках ЭМА при неизменном напряжении  $U$  возбуждающего генератора.

Исследования этим методом штыревых (разомкнутых) ЭМА с индуктивными нагрузками (рис. 1) показали, что при смещении точек включения ИН к концам ЭМА ее КПД в начале растет за счет увеличения сопротивления излучения ЭМА, а затем снижается из-за роста джоулевых потерь в ИН, так как значение ИН приходится увеличивать при смещении ее к концам ЭМА. Расчеты КПД прямолинейных вибраторных ЭМА рассмотренным методом согласуются с соответствующими результатами работ [15, 18].

Оптимальное место включения ИН в ЭМА разных конфигураций, обеспечивающее максимальные значения КПД, находится в пределах  $h_L = \pm(0,1...0,7)d$ . При этом для прямолинейных вибраторов с ИН эти пределы составляют  $(0,2...0,6)d$ , а для изогнутых ЭМА (типа П- и V-образных) –  $(0,1...0,3)d$ . При дальнейшем увеличении координат включения ИН значение КПД ЭМА резко снижается, что можно уточнить предложенным методом.

4.2. Расчет КПД ЭМА с использованием их резонансных характеристик. Вибраторные антенны обладают свойствами электрического колебательного LC-контура, которые выражаются в наличии чередующихся в частотном диапазоне экстремумов КСВН антенны в районах последовательного и параллельного резонансов. Это свойство особенно заметно в ЭМА, в которых при резонансе тока минимум КСВН становится все более ярко выраженным. Резонансные характеристики ЭМА определяются также добротностью излучения  $Q_\Sigma$  и добротностью потерь  $Q_{loss}$  [17, 18].

С учетом известных соотношений  $Q_\Sigma = |X_{in}^{nta}|/R_\Sigma$  и  $Q_{loss} = |X_{in}^{nta}|/R_{loss}$ , где

$|X_{in}^{nta}|$  – реактивное входное сопротивление ненастроенной ЭМА,  $R_\Sigma$  – сопротивление излучения,  $R_{loss}$  – сопротивление джоулевых потерь в ЭМА, значение КПД ЭМА определяется выражением  $\eta = Q_{loss}/(Q_\Sigma + Q_{loss})$ . (18)

Добротность излучения  $Q_\Sigma$  ЭМА определяем по приближенной формуле с использованием рассчитанной или измеренной явно выраженной резонансной характеристикой КСВН ЭМА

$$Q_\Sigma = \frac{f_0}{2\Delta f} \frac{(K_c - 1)\sqrt{K_c}}{K_c}, \quad (19)$$

где  $2\Delta f/f_0$  – относительная полоса пропускания частот ЭМА по определенному постоянному уровню  $K_c$ .

На графиках рис. 8 приведены значения добротностей излучения  $Q_\Sigma$  П- и V-образных симметричных полуволновых антенн (рис. 1), вычисленные по формуле (19).

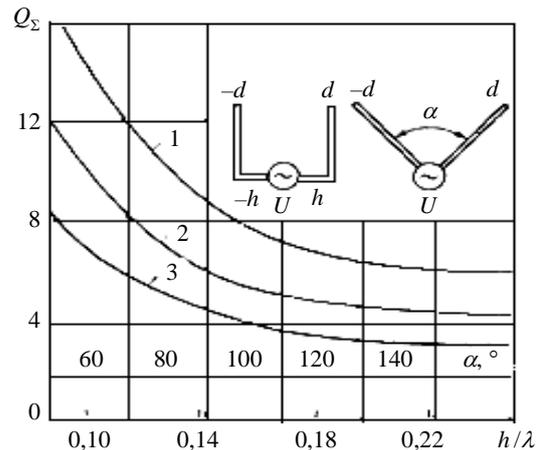


Рис. 8. Графические зависимости добротности излучения  $Q_\Sigma$  ЭМА от электрической длины ее вертикальной части ( $h/\lambda$ ) полуволновых ( $d = 0,25\lambda$ ) для П-образных ЭМА и от угла раскрытия ( $\alpha$ ) для V-образных ЭМА при следующих параметрах толщины антенны: кривая 1 –  $\Omega = 11,3$ ; кривая 2 –  $\Omega = 9,1$ ; кривая 3  $\Omega = 7,3$

Из графиков следует, что добротность  $Q_\Sigma$  при постоянном значении  $d/\lambda = 0,25$  растет при уменьшении соотношения между отрезками  $h/l$  для П-образной антенны или уменьшении угла  $\alpha$  для V-образной ЭМА. Например, при изменении угла раскрытия  $\alpha$  V-образного вибратора средней толщины от  $60^\circ$  до  $180^\circ$  (кривая 2) добротность антенны снижается в три раза – с  $Q_\Sigma = 12$  до 4. Из графиков (рис. 8) также следует, что  $Q_\Sigma$  значительно зависит от толщины стержня вибратора.

В представленных ниже графиках (рис. 9) приведены результаты расчетов по формулам (18)

и (19) значений  $Q_{\Sigma}$  и КПД симметричных прямолинейных ЭМА в диапазоне электрических размеров  $d/\lambda$  от 0,01 до 0,25. Рассмотрены случаи различных значений добротностей джоулевых потерь  $Q_{loss}$  в ИН (кривые 1–4).

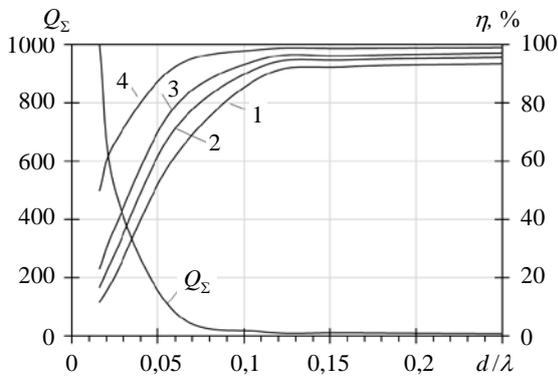


Рис. 9. Графики зависимостей добротности  $Q_{\Sigma}$  и КПД ЭМА от их электрической длины для нескольких значений  $Q_{loss}$ : кривая 1 –  $Q_{loss} = 130$ ; кривая 2 –  $Q_{loss} = 200$ ; кривая 3 –  $Q_{loss} = 300$ ; кривая 4 –  $Q_{loss} = 1\,000$

Как следует из графиков, при уменьшении электрического размера ЭМА до  $d/\lambda = 0,01...0,03$  значения КПД ЭМА снижаются до 20 % и менее для различных значений  $Q_{loss}$ .

**4.3. Экспериментальное исследование КПД штыревых и спиральных ЭМА.** В работе [19] приведены результаты исследований основных электрических параметров спиральных конических ЭМА с осевым излучением. Здесь будут рассмотрены результаты экспериментальных исследований КПД антенн иной разновидности – вибраторных штыревых и вибраторных спиральных тонких цилиндрических ЭМА со слабонаправленным излучением. Измерение их КПД проводилось методом сравнения излучаемой мощности в дальней зоне от исследуемой (ЭМА) и эталонной антенн [14]. Генератором и приемником при измерениях служил селективный микровольтметр типа *SMV-7*. Был исследован КПД ряда разновидностей ЭМА, которые можно объединить в следующие четыре варианта.

**Вариант 1.** Эталонная антенна – обычный симметричный полуволновой вибратор из алюминиевой трубки, запитанный в противофазе с помощью симметрирующего устройства.

**Вариант 2.** Симметричные прямолинейные ЭМА с включенными ИН, выполненные из алюминиевой трубки  $\varnothing 12$  мм, укороченные в 2 и 3 раза относительно резонансных размеров ( $d = 0,08\lambda$  и  $d = 0,12\lambda$ ). На расстоянии 0,3 и 0,5d от центров антенн последовательно включены ИН из серебряного провода  $\varnothing 0,8$  мм, намотанного на диэлектрический цилиндрический каркас.

**Вариант 3.** Спиральные цилиндрические тонкие однозаходные вибраторные ЭМА, укороченные в 2 и 3 раза ( $d = 0,08\lambda$  и  $d = 0,12\lambda$  соответственно), на основе диэлектрического стержня (рис. 10)  $\varnothing 16$  мм с намотанным на них медным проводником  $\varnothing 1$  мм.

**Вариант 4.** Аналогичные предыдущим двухзаходные цилиндрические спиральные тонкие вибраторные ЭМА с длиной плеча 0,08λ и 0,12λ.

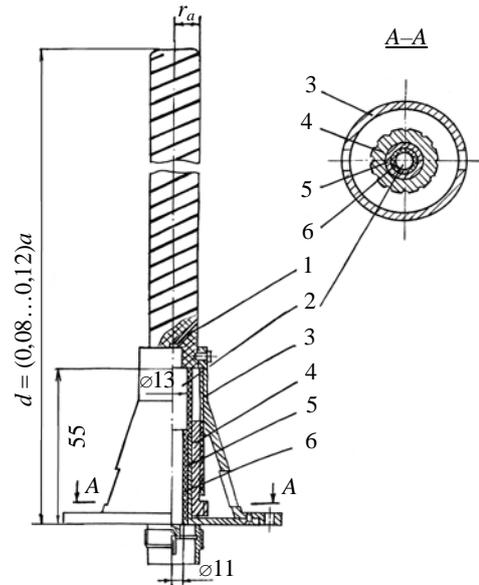


Рис. 10. Спиральная ЭМА с согласующим устройством в основании

В спиральных ЭМА применялось согласующее устройство, которое было неотъемлемой частью основания антенны рис. 10. В основании этой спиральной антенны нижний конец 1 проводника, навитого на диэлектрический стержень, соединен с металлическим цилиндрическим центральным стержнем 2 корпуса 3 согласующего устройства, который соединен с центральным проводником входного коаксиального разъема. С металлическим корпусом 3 согласующего устройства имеют электрический контакт подвижная 4 и неподвижная 5 проводящие втулки, изолированные от стержня 2 диэлектрической втулкой 6. Стержень 2 и втулки 4, 5 и 6 образуют конструктивную емкость. Настройка антенны в резонанс осуществляется поворотом подвижной втулки 4 вокруг своей оси для обеспечения ее возвратно-поступательного перемещения по резьбе вдоль оси согласующего устройства. Возможна автоматизация дистанционной настройки антенн с применением подобного согласующего устройства.

Из результатов измерений КПД (табл. 2) следует, что укорочение электрической длины

исследуемых антенн вдвое (до  $d = 0,12\lambda$ ) относительно резонансного значения, как путем включения ИН, так и выполняя вибратор в виде спирали, снижает КПД этих антенн приблизительно со 100 % до 75...85 % по сравнению с обычными

штыревыми антеннами, а укорочение электрической длины ЭМА втрое (до  $d = 0,08\lambda$ ) снижает КПД антенн до 40...50 %. Очевидно дальнейшее укорочение подобных ЭМА приводит к снижению их КПД.

Таблица 2

Результаты измерений КПД симметричных вибраторных ЭМА с сосредоточенными нагрузками и несимметричных цилиндрических тонких спиральных ЭМА ( $d$  – длина плеча ЭМА;  $r_a$  – радиус антенны;  $t$  – шаг намотки провода на спиральных антеннах)

Характеристика ЭМА	Варианты ЭМА						
	Обычный симметричный вибратор без ИН	Вибраторные линейные ЭМА с включенными ИН			Спиральные цилиндрические ЭМА однозаходные		Спиральные цилиндрические ЭМА двухзаходные
		$r_a = 0,006$ м $h_L = 0,5d$	$r_a = 0,008$ м $h_L = 0,3d$	$r_a = 0,008$ м $h_L = 0,5d$	$r_a = 0,008$ м $t = 0,008$ м	$r_a = 0,008$ м $t = 0,012$ м	$r_a = 0,008$ м $t = 0,012$ м
Длина плеча ЭМА	0,23λ	0,08λ	0,12λ	0,12λ	0,08λ	0,12λ	0,12λ
КПД, %	100,0	49,5	85,0	88,0	40,1	80,0	83,5

Автор надеется, что приведенный в статье материал может быть полезным при исследовании и разработке электрически малых и миниатюрных антенн и антенных решеток в микрополосковом и другом исполнении.

Автор выражает благодарность ведущему инженеру кафедры электронных средств телекоммуникаций ДНУ Е. Р. Безносовой за участие в подготовке статьи.

Библиографический список

1. Wheeler H. A. Fundamental limitations of small antennas. *Proc. IRE*. 1947. December, vol. 35. P. 1479–1488.
2. Слюсар В. 60 лет теории электрически малых антенн. Некоторые итоги. *Электроника НТБ*. 2006. Вып. 7. С. 10–19.
3. Fourie A., Nitch D. Super NEC: Antenna and Indoor-Propagation Simulation. *IEEE Antennas and Propagation Magaz.* 2000. vol. 42, N 3. P. 31–48.
4. Гончаренко И. В. Компьютерное моделирование антенн. Все о программе MMANA. Москва: ИПРадиоСофт, Журнал «Радио». 2002. 80 с.
5. Банков С. Е., Курушин А. А. Расчет излучаемых структур с помощью FEKO. Москва: ЗАО «НПП «РОДНИК» 2008. 246 с.
6. Вычислительные методы в электродинамике. Под ред. Р. Миттры. Пер. с англ. Москва: Мир, 1977. 485 с.
7. Пистолькорс А. А. Антенны. Москва: Связьиздат, 1947. 480 с.
8. King R. W. P. Theory of Linear Antennas. Cambridge, Mass.: Harvard University Press, 1956. 927 p.
9. King R. W. P. The Rectangular Loop Antenna as a Dipole. *IRE Trans. on Antennas and Prop.* 1959. January, Vol. AP-7, N 1. P. 53–61.
10. Harrison C. W., King R. W. P. Folded Dipoles and Loops. *IRE Trans.* 1961. Vol. AP-9, N 2. P. 171–187.
11. Harrison C. W. Monopole with Inductive Loading. *IEEE Trans. on Antennas and Prop.* 1963. Vol. AP-11, N 4. P. 394–400.
12. Моисеев Н. Н., Иванилов Ю. П., Столярова Е. М. Методы оптимизации. Москва: Наука, 1978. 352 с.

13. Никольский В. В. Антенны. Москва: Связь, 1961. 368 с.
14. Дробкин А. Л., Зузенко В. Л. Антенно-фидерные устройства. Москва: Сов. радио, 1961. 816 с.
15. Hansen R. C. Optimum Inductive Loading of Short Whip Antennas. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 1975. Vol. 24, N 2. P. 21–29.
16. А. с. 816360 СССР, МКИ HO1Q 9/00. Вибраторная антенна / В. В. Овсяников, Е. Д. Романенко, С. И. Корниенко. № 850407/18-09; заявл. 12.12.79; опубл. 23.08.83, Бюл. № 31.6 с.
17. Newman E. H. Bohley P., Walter C. H. Two Methods for the Measurement of Antenna Efficiency. *IEEE Trans. Antennas and Prop.* 1975. Vol. AP-23, N 4. P. 457–461.
18. Овсяников В. В. Электрически малые штыревые антенны для радиосистем космической и авиационной техники. *Изв. вузов. Радиоэлектроника*. 2010. Т. 53, № 3. С. 13–25.
19. Овсяников В. В. Состояние разработок вибраторных, диэлектрических и плазменных антенн в контексте исторического развития антенной техники. *Радиофизика и электроника*. 2016. Т. 7(21), № 3. С. 58–73.
20. А. с. 624540 СССР, МКИ HO1Q 7/00. Рамочная антенна / В. В. Овсяников. № 2430925/18-09; заявл. 17.12.76; опубл. 23.08.83, Бюл. № 31. 6 с.
21. А. с. 624540 СССР, МКИ HO1Q 9/00. Антенна / В. В. Овсяников. № 1081708 А; заявл. 31.12.81; опубл. 23.08.83, Бюл. № 31. 4 с.

REFERENCES

1. WHEELER, H. A., 1947. Fundamental limitations of small antennas. *Proc. IRE*. December, vol. 35, pp. 1479–1488.
2. SLIUSAR, V., 2007. 60 years the theory of electrically small antennas. Some results. *Elektronika NTB*. Iss. 7, pp. 10–19 (in Russian).
3. FOURIE, A., NITCH, D., 2000. Super NEC: Antenna and Indoor-Propagation Simulation. *IEEE Antennas and Propagation Magaz.* vol. 42, no. 3, pp. 31–48.
4. GONCHARENKO, I. V., 2002. Computer modeling of antennas. Everything about the program MMANA. Moscow: IPRadioSoft, Zhurnal “Radio” (in Russian).
5. BANKOV, S. E., KURUSHIN, A. A., 2008. Calculation of the radiated structures using FEKO. Moscow: ZAO “NPP Rodnik” (in Russian).

6. MITTRA, R., ed. 1973. Computer techniques for electromagnetics. vol. 7, New York, Toronto: Pergamon Press Oxf.
7. PISTOLKORS, A. A., 1947. Antennas. Moscow, USSR: Svyaz'izdat (in Russian).
8. KING, R. W. P., 1956. Theory of Linear Antennas. Cambridge, Mass.: Harvard University Press.
9. KING, R. W. P., 1959. The Rectangular Loop Antenna as a Dipole. *IEEE Trans. on Antennas and Prop.* January, vol. AP-7, no. 1, pp. 53–61.
10. HARRISON, C. W., KING, R. W. P., 1961. Folded Dipoles and Loops. *IEEE Trans. on Antennas and Prop.* May, vol. AP-9, no. 2, pp. 171–187.
11. HARRISON, C. W., 1963. Monopole with Inductive Loading. *IEEE Trans. on Antennas and Prop.* July, vol. AP-11, no. 4, pp. 394–400.
12. MOISEEV, N. N., IVANILOV, Yu. P., STOLYAROVA, E. M., 1978. Optimization methods. Moscow, USSR: Nauka (in Russian).
13. NIKOLSKY, V. V., 1966. Antennas. Moscow, USSR: Svyaz' (in Russian).
14. DRABKIN, A. L., ZUZENKO, V. L. 1961. Antenna-feeder devices. Moscow, USSR: Sovetskoe radio (in Russian).
15. HANSEN, R. C., 1975. Optimum Inductive Loading of Short Whip Antennas. *IEEE Trans. Veh. Technol.* May, vol. VT-24, no. 2, pp. 21–29.
16. OVSYANIKOV, V. V., ROMANENKO, E. D., KORNENKO, S. I., 1979. *Dipole antennas*. USSR Authors' Certificate 816,360 (in Russian).
17. NEWMAN, E. H., BOHLEY, P., WALTER, C. H., 1975. Two Methods for the Measurement of Antenna Efficiency. *IEEE Trans. Antennas and Prop.* July, vol. AP-23, no. 4, pp. 457–461.
18. OVSYANIKOV, V. V., 2010. Electrically small whip antennas for the radio space and aviation technology. *Izvestiya vuzov. Radioelektronika*. vol. 53, no. 3, pp. 13–25 (in Russian).
19. OVSYANIKOV, V. V., 2016. State development of dipole, the dielectric and plasma antennas in the context of the historical development of antenna technology. *Radiofizika i elektronika*. vol. 7(21), no. 3, pp. 58–73 (in Russian).
20. OVSYANIKOV, V. V., 1976. *Loop antenna*. USSR Authors' Certificate 624,540 (in Russian).
21. OVSYANIKOV, V. V., 1981. *Antenna*. USSR Authors' Certificate 624,540 (in Russian).

*Рукопись постуила 30.11.2016.*

V. V. Ovsyanikov

#### ELECTRICALLY SMALL DIPOLE, SPIRAL AND LOOP ANTENNAS

The results of studies in the range of microwave radio characteristics of linear wire electrically small antennas, which important properties are small size and weight, are presented. In the studies theoretical approximate, rigorous, and experimental methods are applied. The calculations are performed by approximate and rigorous integral equation using modern computer software environments super NEC, FEKO and others. For the first time we propose the method of structural-parametric optimization and approximate analysis of antennas with included lumped inductive and capacitive loads in the emitting branches. Approximate formulas for determining the value include curved pin and loop antenna reactive loads and formulas to determine their input impedances. According to these formulas, we perform the calculations of the values of inductive and capacitive loads, which are confirmed experimentally. The results of theoretical and experi-

mental studies of Q-factor and efficiency of pin, spiral and loop electrically small antennas with reactive loads included in their branches are presented for the first time. The results show that when reducing the electric size of arm of pin bent antennas to values of 0.01 to 0.03 with respect to the operating wavelength of conventional antennas arm size, the efficiencies of antennas are reduced to 20 % or less for values of Q-factor losses in the range of 130 to 1 000. From the efficiency measuring results it follows that shortening the electrical length of investigated antennas by half, relative to the usual size, both with included inductive load, and as a cylindrical helix, reduces the efficiency of these antennas from 100 % to 75...85 % as compared with conventional pin antennas. Shortening the electrical length reduces the efficiency of the antenna three times up to 40...50 %. Obviously further shortening leads to further reduction of antennas efficiency. The material contained in the article may be useful for research and development of electrically small and miniature antennas in microstrip and other performance.

**Key words:** electrically small microwave antennas, pin, loop and spiral antennas, input impedance, voltage standing-wave ratio, Q-factor and efficiency of antennas.

V. V. Овсяніков

#### ЕЛЕКТРИЧНО МАЛІ ВІБРАТОРНІ, СПІРАЛЬНІ ТА ПЕТЛЬОВІ АНТЕНИ

Наведено результати досліджень у діапазоні НВЧ основних радіотехнічних характеристик лінійних дротових електрично малих антен, важливими властивостями яких є малі розміри і маса. При дослідженнях застосовуються як теоретичні наближені і строгі, так і експериментальні методи. Розрахунки виконані наближеними і строгим методом інтегрального рівняння з використанням сучасних комп'ютерних програмних середовищ *super NEC*, *FEKO* та інших. Вперше запропоновано метод структурно-параметричної оптимізації і наближеного аналізу таких антен з включеними у випромінюючі гілки зосередженими індуктивними і смісними навантаженнями. Запропоновано наближені формули для визначення значень включених у штирові і петльові вигнуті антени реактивних навантажень і формули для визначення їх вхідних опорів. За цими формулами виконані розрахунки значень індуктивних і смісних навантажень, які підтверджені експериментально. Вперше наведено результати теоретичних та експериментальних досліджень добротності і ККД штирових, спіральних і петльових електрично малих антен з включеними в їх гілки реактивними навантаженнями. З отриманих результатів випливає, що при зменшенні електричного розміру плеча штирових вигнутих антен до значень 0,01...0,03 довжини робочої хвилі щодо розміру плеча звичайних антен значення ККД антен знижуються до 20 % і менше при значеннях добротності втрат в межах від 130 до 1 000. З результатів вимірювань ККД також випливає, що зменшення електричної довжини досліджуваних антен вдвічі щодо звичайного розміру, як з включеними індуктивними навантаженнями, так і виконаних у вигляді циліндричної спіралі, знижує ККД цих антен від 100 % до 75...85 % в порівнянні зі звичайними штировими антенами. Зменшення їх електричної довжини втричі знижує ККД антен до 40...50 %. Подальше вкорочення подібних антен призводить до подальшого зниження їх ККД. Наведений у статті матеріал може бути корисний при дослідженні і розробці електрично малих і мініатюрних антен в мікросмуковому та іншому виконанні.

**Ключові слова:** електрично малі антени діапазону НВЧ, штирові, петльові та спіральні антени, вхідний опір, коефіцієнт стоячої хвилі за напругою, добротність і коефіцієнт корисної дії антен.