

Экспериментальное исследование электрически малых антенн VHF диапазона модифицированным методом Вилера

И. А. Илларионов, О. Ю. Журавлева, М. И. Дудкин

ООО «Радио Гигабит»

ivan.illarionov@radiogigabit.net, olga.zhuravleva@radiogigabit.net, mikhail.dudkin@radiogigabit.net

Аннотация. Цель работы заключалась в экспериментальном исследовании характеристик излучения электрически малых слабонаправленных антенн в диапазоне VHF. Главным параметром экспериментального исследования являлся коэффициент полезного действия (КПД) антенн. При существующем теоретическом ограничении на рабочую полосу частот подобных антенн в работе рассмотрены и экспериментально исследованы методы увеличения рабочей полосы на примере модификаций формы шлейфовой перевернутой Г-антенны, а также включения в структуру антенны дополнительных омических потерь. Для измерения КПД антенн использовался метод Вилера с дополнительной обработкой результатов измерения импедансов, а также измерением частотной зависимости КПД с применением опорной антенны. Дополнительное измерение может быть выполнено в условиях лабораторного пространства без жестких требований к коэффициенту беззховости в исследуемом диапазоне частот.

Ключевые слова: электрически малая антенна, коэффициент полезного действия, шлейфовая антенна, метод Вилера, сопротивление излучения

1. ВВЕДЕНИЕ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Метод Вилера или метод камеры (шляпы) Вилера (Wheeler Cap) – метод измерения, позволяющий оценить КПД (эффективность) антенн [1]. Метод Вилера является наиболее простым и дешевым, но аналогичным по точности измерения, по сравнению с другими методами измерения КПД: радиометрическим методом измерения, методом Directivity/Gain (D/G), методом измерения добротности (Q-method) [2].

Главное преимущество метода – измерение только комплексного коэффициента отражения, в отличие от других методов, требующих измерения поля в дальней зоне, например, метода D/G или метода интегрирования ДН [2], что особенно важно при измерении антенн на низких частотах, например в VHF, UHF – диапазонах, для которых создание приемлемых БЭЖ весьма проблематично. Метод позволяет измерить не только КПД, но также идеальную (ненагруженную) добротность антенны. При кажущемся несовершенстве с теоретической точки зрения, результаты применения метода подтверждены многими авторами [2, 3, 4].

В оригинальном исполнении [1] метод реализуется в три этапа: 1) измерение входного импеданса антенны в свободном пространстве, 2) измерение входного импеданса антенны, находящейся в экранирующем металлическом резонаторе – камере Вилера, 3) два проведенных измерения позволяют дифференцировать

сопротивление излучения антенны и сопротивление потерь антенны (омические, диэлектрические). Третий этап метода самый сложный, так как метод является косвенным. Таким образом, метод реализуется с помощью стандартного измерительного оборудования (векторного анализатора цепей) и дополнительного технологического приспособления – металлического резонатора, накрывающего антенну.

Основная область применения метода Вилера – измерение слабонаправленных, электрически малых антенн (ЭМА) в узких частотных диапазонах. Однако существуют модификации метода, позволяющие проводить измерения КПД в широкой и сверхширокой полосе частот [5, 6].

Для выполнения третьего этапа – обработка результатов измерения и получения оценки КПД, необходимо представить испытываемую антенну в виде эквивалентной цепи с включенным в нее сопротивлением омических (или иных) потерь. Тогда в случае последовательного включения сопротивления омических потерь в последовательную цепь RLC эквивалентного представления антенны для вычисления КПД можно использовать формулу [7]:

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{loss}} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} = 1 - \frac{R_{wc}}{R_{FS}}, \quad (1)$$

где R_{rad} – сопротивление излучения антенны, R_{loss} – потери в антенне, R_{FS} – активная часть входного импеданса антенны при измерении в открытом пространстве, R_{wc} – активная часть входного импеданса антенны при измерении с экранирующей камерой Вилера. В случае представления антенны параллельной RLC (антирезонанс) цепью необходимо использовать формулу [7]:

$$\eta = 1 - \frac{R_{FS}}{R_{wc}}. \quad (2)$$

Как было неоднократно отмечено в исследованиях [2, 8, 9], применение формул (1), (2) возможно непосредственно в одной частотной точке – резонансе (антирезонансе). Однако механизм потерь, как и вся эквивалентная схема антенны, во-первых, не могут быть представлены простейшими RLC цепями, во-вторых, часто необходимо получение КПД в полосе частот, поэтому применение формул (1), (2) в практике антенных измерений приводит к ошибкам и некорректным результатам оценивания КПД. Было предложено несколько способов обработки, устраняющих некорректность обработки классического

метода Вилера, основными из которых являются: 1) метод McKinzie вращения точки на диаграмме Вольперта-Смита [10]; 2) улучшенный метод Вилера (или метод Johnston–Geissler) [11, 12] измерения с меняющейся геометрией резонатора или с изменяющейся частотой; 3) метод, основанный на синтезе эквивалентной цепи, представляющей испытываемую антенну [8, 9]. Каждый метод обладает своими достоинствами и недостатками, связанными со сложностью реализации (например, усложнение формы камеры Вилера) или дополнительными вычислительными затратами (на синтез цепи антенны).

Цель данной работы состояла в преодолении проблемы неоднозначности и некорректности применения формул (1) и (2) в полосе частот при исследовании КПД электрически малых антенн VHF диапазона. Для чего авторами был предложен модифицированный или дополненный метод измерения, состоящий в использовании метода McKinzie для одной точки рабочей полосы антенны и дополнительном измерении частотной зависимости коэффициента передачи (частотного тренда) между испытываемой антенной и опорной – вертикального полноразмерного эффективного монополя $\lambda/4$. При этом полученная частотная зависимость коэффициента передачи (фактически зависимость КПД) в полосе испытываемой антенны нормировалась на измеренное значение КПД методом Вилера в выбранной точке.

Объектами исследования данной работы являлись модификации электрически малых шлейфовых антенн VHF диапазона с резонансной частотой 121,5 МГц, использующихся в составе спасательных радиомаяков. Анализ возможных способов расширения рабочей полосы подобных антенн, а также техники согласования и настройки также являлись предметами исследования данной работы.

II. МЕТОД И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

Все исследуемые разработанные антенны являются модификациями перевернутой F – антенны (IFA) (рис. 1–3) или шлейфовой комбинированной антенны и расположены на экране. Конструкции антенн оптимизировались в пакете CST MWS. На рис. 1–3 цифрами обозначены: 1-точка коаксиального возбуждения, 2-точка короткого замыкания (КЗ), 3-продольный проводник антенн, 4 – зазор в продольном проводнике. Продольные проводники антенн выполнены по технологии PCB на подложках FR4 толщиной 2 мм. Антенны слабонаправленные и формируют тороидальную ДН. Относительные размеры цилиндра, в который должны вписываться антенны, составляют $\varnothing 0,11\lambda \times 0,02\lambda$. Таким образом, антенны являются электрически малыми, а конструкция IFA была выбрана по причине возможности согласования даже при жестких требованиях к высоте антенны (менее $0,02\lambda$). Оценка нижней границы добротности антенны [7] была выполнена, исходя из заданных размеров, и при отсутствии омических потерь составляет $Q \approx 23,5$, что соответствует достижимой абсолютной полосе антенны (центральная частота 121,5 МГц) 2 МГц при заданном уровне $KCB_{\text{н}}=1,5$.

Антенна №1 – это классическая IFA, в которой места короткого замыкания и возбуждения выбирались исходя из условия согласования на резонансной частоте 121,5 МГц, абсолютная полоса антенны по результатам измерений макета составляет 0,5 МГц (ширина продольного

проводника и угловой сектор на окружности подложки $w=20$ мм, $\alpha=275^\circ$). Для настройки и расширения полосы антенны дополнительно в продольном проводнике между точкой возбуждения и КЗ был сделан зазор, в который можно встраивать резистор подобранный номинала: 0.5-3 Ом. Техника замены короткозамыкателя RIFA резистором приводит к существенному увеличению полосы антенны, однако также приводит к омическим потерям и снижению КПД [13]. На рис. 1 приведена измеренная частотная зависимость коэффициента отражения антенны в случае использования резистора 2 Ом; как можно видеть, в данном случае абсолютная полоса антенны увеличилась в три раза и составила 1,5 МГц.

Антенна №2 – это IFA с инвертированным положением КЗ и точкой (штырем) возбуждения ($w=20$ мм, $\alpha=280^\circ$). Данный вариант антенны имеет рабочую полосу частот порядка 0,5 МГц, то есть, как и вариант 1 без резистора.

Антенна №3 – это IFA с дополнительной щелью в продольном проводнике (зазор 8 мм при $w=20$ мм), разделяющей проводник на два проводника разной длины, что позволяет обеспечить два резонанса с малым разделением по частоте, совместно формирующими более широкую рабочую полосу 2,0 МГц, наибольшую из всех рассмотренных модификаций.

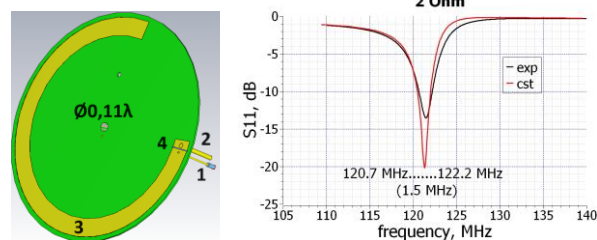


Рис. 1. Антенна №1 и S11 при нагрузке 2 Ом

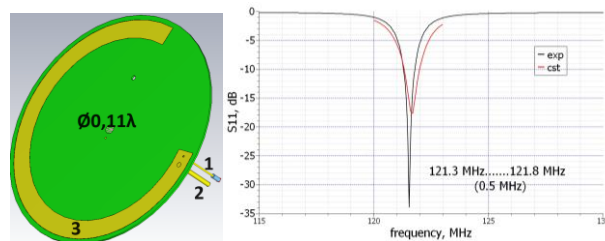


Рис. 2. Антенна №2 и S11

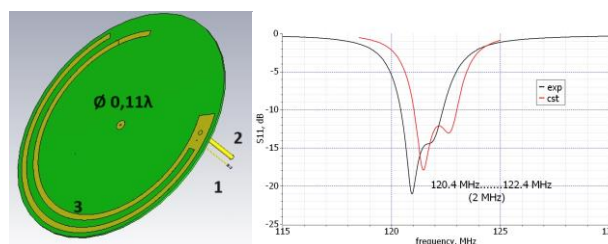


Рис. 3. Антенна №3 и S11

Для оценки КПД изготовленных антенн применялся метод Вилера. Размер экраняющей камеры-резонатора вычислялся исходя из условий [4]: 1) расстояние до стенок резонатора от центра антенны должно быть более $\lambda/2\pi$ (граница реактивной зоны антенны); 2) резонансные частоты металлической камеры должны быть выше исследуемого диапазона частот (условие на размеры резонатора сверху); 3) толщина стенок камеры должна быть больше толщины скин-слоя на исследуемой частоте.

В качестве камеры в экспериментах выступала картонная коробка, обклеенная толстой алюминиевой фольгой, с размерами $0.2\lambda \times 0.2\lambda \times 0.25\lambda$. Антенны при проведении эксперимента располагались на металлическом экране, зазор между камерой и экраном исключался.

Для обработки результатов измерения использовалась подпрограмма Schematic, входящая в пакет CST MWS. Измеренные частотные зависимости импеданса антенн импортировались в подпрограмму виде «touchstone» объектов. На рис. 4 приведены диаграммы Вольперта–Смита для импеданса антенны №2 в свободном пространстве (S11) и в экранирующем резонаторе (S33). Маркер 1 на рис. 4 соответствует минимуму коэффициента отражения антенны. Как видно из рис.4 маркер 1 не соответствует ни одному из близко расположенных резонансов антенны. Более того, ни в одной из точек в полосе антенны locus не является тангенциальным к окружностям $r=\text{const}$ или $g=\text{const}$. Следовательно, представление даже такого узкополосного, формально однорезонансного, варианта антенны в виде эквивалентной цепи RLC некорректно. Согласно методу McKinzie [10] добавим в Schematic к анализируемому импедансу отрезок линии такой минимальной длины и импеданса, чтобы точка 1 на рис. 4, во-первых, лежала на оси $\text{Im}(Z)=0$, во-вторых, locus был тангенциален в этой точке окружности постоянного сопротивления или проводимости. Результат выполнения такой обработки приведен на рис. 5.

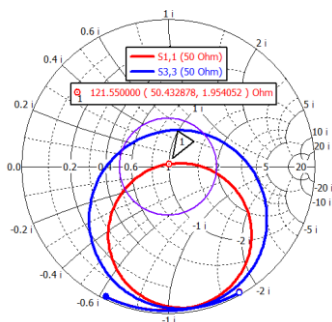


Рис. 4. Измеренный импеданс антенны №2. S11 – свободное пространство, S33 – антенна накрыта шляпой Виллера

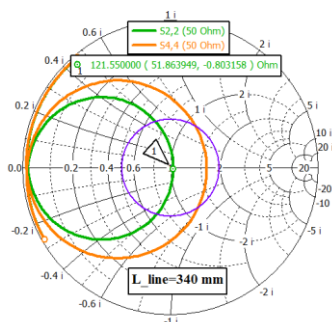


Рис. 5. Измеренный импеданс антенны №2 после добавления фиктивной линии, S22 – свободное пространство, S44 – антенна накрыта шляпой Виллера

Анализ диаграмм на рис. 5 показывает, что после добавления фиктивной линии частотная зависимость импеданса антенны в свободном пространстве подобна импедансу параллельного RLC контура. Таким образом, для вычисления КПД антенны можно воспользоваться (2) и получить $\eta=1-51,86 \text{ Ом}$ (точка пересечения S22 с $\text{Im}Z=0$ на рис. 5) / $82,11 \text{ Ом}$ (точка пересечения S44 на рис. 5 с $\text{Im}Z=0$ на рис. 5) = 0.37 или -4,3 дБ. В таблице 1

приведены данные измерения КПД антенны 1 с разными номиналами чип-резисторов, включенных между КЗ и точкой возбуждения и антенны 2, а также значения КПД, полученные для моделей антенн в CST MWS. Данные приводятся для центральной точки рабочей полосы антенн, измеренная полоса антенн приводится по уровню КСВн 2,0.

ТАБЛИЦА 1.

	η , эксп.	η , CST	Δf , MHz	Δf , %
антенна 2 (0 Ом)	-4,7 dB	-4,6 dB	0,5	0,4
антенна 1 (2 Ом)	-8,9 dB	-8,96 dB	1,5	1,2
антенна 1 (3 Ом)	-10,3 dB	-10 dB	2,4	2

Таким образом, описанный в параграфе алгоритм обработки методом дополнения фиктивной линии показывает хорошее совпадение с результатами расчета в случае узкополосных антенн, а точнее, антенн с одним резонансом, и позволяет в лабораторных условиях оценивать КПД разных модификаций IFA, включающих настроечные резисторы. Включение в структуру продольного проводника IFA дополнительных резисторов приводит к существенному увеличению полосы антенны (таблица 1), но также является и причиной снижения КПД и КУ антенны, поэтому вывод о применении подобного способа расширения полосы должен осуществляться исходя из имеющегося потенциала системы в целом.

III. Модифицированный (дополненный) МЕТОД ВИЛЛЕРА

Антенна №3 (рис. 3) отличается от исследованных выше тем, что для расширения рабочей полосы частот объединяет в конструкции две шлейфовые антенны с близко расположенными резонансными частотами. На рис. 6 приведены диаграммы Вольперта–Смита для импеданса антенны №3 в свободном пространстве (S11) и в экранирующем резонаторе (S33).

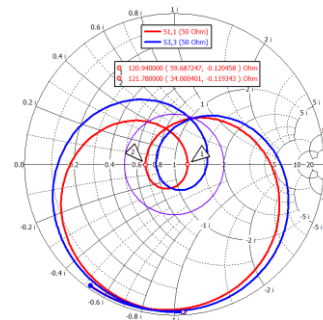


Рис. 6. Измеренный импеданс антенны №3. S11 – свободное пространство, S33 – антенна накрыта шляпой Виллера

На рис. 6 можно видеть две характерные резонансные точки: маркер 1 – параллельный резонанс, маркер 2 – последовательный резонанс. Заметим, что при настройке длины шлейфов антенны подобраны таким образом, что на диаграмме на рис. 6 наблюдается петля (возможна настройка с изломом - «kink»). При определении КПД антенны с подобным характером частотной зависимости метод вращения становится неудобным, вследствие большого числа частотных точек, а иногда невозможным в случае наличия излома на локусе. Поэтому в настоящей работе была предложена методика измерения КПД в полосе частот, состоящая из двух этапов: 1) определение КПД в одной (или двух) частотной точке

методом Вилера; 2) измерение частотной зависимости КПД антенны. Вторым этапом методики реализуется путем измерения принимаемой мощности в канале: спектроанализатор (R&S fpl1007), ко входу которого подключалась полноразмерная монополярная антенна с рабочей полосой заведомо превышающей полосу исследуемой антенны – свободное пространство – излучающая испытываемая антенна – генератор (Keysight e8257d). Расстояние между антеннами выбиралось из условия $R > \lambda$ (волновая зона). Измерения проводились в полубезэховой камере в помещении лаборатории. Заметим, что жестких требований к безэховости помещения не предъявляется, так как измерения носят качественный характер, а измеряемой величиной частотный тренд принимаемой мощности. В силу отсутствия частотной избирательности принимаемой антенны, а также узкой рабочей полосы испытываемой антенны полученную частотную зависимость принимаемой мощности можно отождествлять с частотной зависимостью $(1 - |S_{11}|^2) \cdot \eta$. Таким образом, при измеренном (известном) коэффициенте отражения, а также выполнении этапа 1, можно определить частотную зависимость КПД испытываемой антенны. На рис. 7 приведены измеренная частотная зависимость коэффициента отражения и КПД, полученный в результате применения дополненного метода. На рис. 8 приведены данные, полученные для модели антенны в CST (макет был настроен на частоты чуть ниже модели).

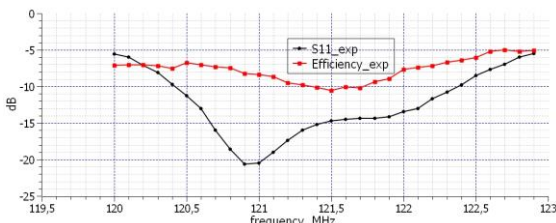


Рис. 7. Экспериментальные частотные зависимости КО и КПД

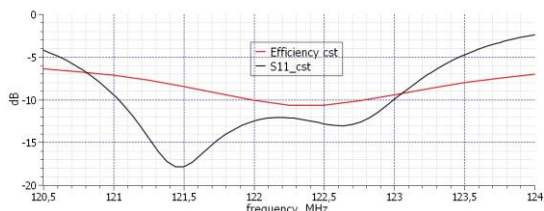


Рис. 8. Частотные зависимости КО и КПД модели антенны

Отметим важные особенности поведения КПД в полосе частот антенны №3 (рис. 7, 8): 1) частотная зависимость КПД имеет немонотонный характер с явным минимумом на центральной частоте; 2) значение КПД в полосе рабочих частот составляет $-7 \dots -11$ дБ. Все это свидетельствует о достаточно больших омических потерях в структуре антенны. Для того чтобы определить причину подобного поведения достаточно рассмотреть структуру полей и токов, возбуждаемых на продольном проводнике (3 на рис. 3) антенны. На рис. 9 приведено распределение тока на центральной частоте модели антенны 122 МГц. Как видно из рис. 9, токи двух отрезков проводника имеют разные направления, что приводит к уменьшению сопротивления излучения антенны. При этом частотная зависимость КПД качественно описывает баланс амплитуд возбуждения токов. Таким образом, дополненный метод Вилера

позволяет качественно и количественно проводить анализ КПД в полосе частот, а также выявлять возможные механизмы потерь.

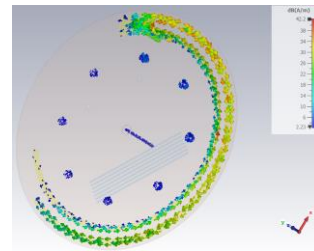


Рис. 9. Распределение тока продольного проводника антенны №3

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе приводятся результаты теоретического и экспериментального исследования характеристик электрических малых антенн. Основное внимание уделено методикам экспериментального измерения КПД антенн методом Вилера, необходимого для оценки эффективности способов расширения рабочей полосы ЭМА, что продемонстрировано на примере разработки шлейфовых антенн (IFA).

В работе представлен дополненный метод Вилера, исключающий проблему необходимости представления антенны в виде сложной эквивалентной цепи и позволяющий проводить измерения КПД антенн в полосе частот, что продемонстрировано для случая двухрезонансной антенны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Wheeler H.A. The radiansphere around a small antenna // Proceedings of the IRE. 1959. Т. 47. №. 8. С. 1325-1331
- [2] Pozar D.M., Kaufman B. Comparison of three methods for the measurement of printed antenna efficiency // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1988. Т. 36. №. 1. С. 136-139.
- [3] Newman E., Bohley P., Walter C. Two methods for the measurement of antenna efficiency // IEEE Transactions on antennas and propagation. 1975. Т. 23. №. 4. С. 457-461.
- [4] González J.M., Romeu J. Measurement of radiation efficiency and quality factor of fractal antennas: the Wheeler Cap method // FRACTALCOMS Report. 2002. С. 1-25.
- [5] Schantz H.G. Radiation efficiency of UWB antennas //2002 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (IEEE Cat. No. 02EX580). IEEE, 2002. С. 351-355.
- [6] Pires N. et al. Novel approach to the measurement of ultrawideband antenna efficiency //IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2013. Т. 12. С. 1512-1515.
- [7] John L. Volakis. Antenna Engineering Handbook. McGraw-Hill Companies, 2007.
- [8] Cho C., Kang J. S., Choo H. Improved wheeler cap method based on an equivalent high-order circuit model // IEEE transactions on antennas and propagation. 2013. Т. 62. №. 1. С. 274-281.
- [9] Kakoyiannis C.G. et al. Efficiency measurements of multiband and circularly polarized magneto-dielectric antennas by the equivalent-circuit wheeler cap // The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014). IEEE, 2014. С. 372-376.
- [10] McKinzie W.E. A modified Wheeler cap method for measuring antenna efficiency // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997. Digest. IEEE, 1997. Т. 1. С. 542-545.
- [11] Johnston R.H., McRory J.G. An improved small antenna radiation-efficiency measurement method // IEEE Antennas and Propagation magazine. 1998. Т. 40. №. 5. С. 40-48.
- [12] Geissler M. et al. An improved method for measuring the radiation efficiency of mobile devices // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No. 03CH37450). IEEE, 2003. Т. 4. С. 743-746.
- [13] Wong K.L. Compact and broadband microstrip antennas. John Wiley & Sons, 2004.