

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.11.1>

УДК: 621.396

ВЕРИФИКАЦИЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОВОДНЫХ АНТЕНН МЕТОДОМ МОМЕНТОВ

А. Алхадж Хасан, А. А. Квасников, С. П. Куксенко, Т. Р. Газизов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
634050, г. Томск, пр. Ленина, д. 40

Статья поступила в редакцию 21 ноября 2021 г.

Аннотация. Выполнено моделирование нескольких антенн методом моментов в системе TALGAT для сравнения с тестовыми результатами. Сначала сравнены опубликованные результаты для полуволнового и волнового диполей с нашими результатами. Получены распределения модуля тока и частотные зависимости реальной и мнимой частей входного импеданса. Результаты показали хорошее совпадение. Затем сравнены опубликованные экспериментальные и аналитические результаты для диаграммы направленности и частотной зависимости адмиттанса антенны «чайка» с нашими результатами. Показана сходимость результатов с уменьшением длины сегмента. Получено хорошее совпадение. Показано, что детальное тестирование важно в процессе реализации и развития систем автоматизированного проектирования.

Ключевые слова: метод моментов, антенна, излучение, диаграмма направленности, диполь, входной импеданс, адмиттанс, сегментация, тонкопроводная аппроксимация.

Abstract. Modeling of several antennas by the method of moments in the TALGAT system was performed for comparison with tested results. At first, the published results for half-wave and wave dipoles are compared with our results. Current module distributions and frequency dependences of the real and imaginary parts of the input impedance are obtained. The results showed a good match. Then the published experimental and analytical results for the radiation pattern and frequency dependence of the admittance of the gull shape antenna are compared with our results. The

convergence of the results with segment length decreasing is shown. A good match is obtained. It is shown that detailed testing is important in the process of implementation and development of computer-aided design systems.

Key words: method of moments, antenna, emission, radiation pattern, dipole, input impedance, admittance, segmentation, thin-wire approximation.

Введение.

Известно, что использование систем автоматизированного проектирования (САПР) позволяет значительно сократить время проектирования и уменьшить цену создаваемого объекта. Численные методы, на которых основаны САПР, развивались с эволюцией компьютеров, но невозможно сказать, что существует универсальный метод, подходящий для решения всех задач электродинамики. Поэтому оптимален тот метод, который способен дать приемлемые результаты при имеющихся ресурсах [1].

Метод моментов (МоМ) [2] широко используется в САПР и считается эффективным, несмотря на его ограничения. Он является численным методом формирования матричных уравнений. В нем исследуемое интегральное уравнение, которое описывает исходное поле проводной антенны, раскладывается по полной системе базисных ортогональных функций. Далее эта задача сводится к тому, чтобы решить систему линейных алгебраических уравнений $\mathbf{ZI}=\mathbf{V}$ с N неизвестными, как правило, представляющими собой коэффициенты некоторого разложения тока. Хотя существуют другие методы, такие как метод конечных элементов и метод конечных разностей во временной области, МоМ выигрывает для ряда решаемых задач. Он имеет простой алгоритм и малые затраты на дискретизацию и способен дать приемлемые результаты, используя меньше ресурсов, чем другие методы, и поэтому непрерывно развивается [3].

Однако, когда речь идет о моделировании антенн, существуют методы, основанные на упрощении решения их интегрального уравнения [4, 5]. В работе [6] представлен способ, формулирующий одно интегральное уравнение с ядром

в замкнутом виде. Этот способ отличается от других, например из работы [7], тем, что он не вводит дополнительные ограничения и дает точные результаты без необходимости численного вычисления двойных интегралов, что подтверждено хорошим совпадением теоретических и экспериментальных результатов.

Для САПР важно верифицировать результаты моделирования путем тестирования программной реализации модели. Так же необходимо как можно полно расширять базу тестовых структур с оптимальными параметрами их моделирования [8]. В частности, такая работа начата для отечественной системы TALGAT [9]. Эта система является одной из развивающихся отечественных систем компьютерного моделирования. Она предназначена для моделирования различных электромагнитных задач, включая задачи электромагнитной совместимости, используя МоМ. В системе TALGAT реализована модель для вычисления токов в произвольной проводной структуре. В ней используются тонкопроводная аппроксимация, ступенчатые функции в качестве базисных и дельта-функции в качестве тестовых.

В работе [8] представлены результаты верификации реализации указанной модели. Они показали удовлетворительное совпадение с опубликованными данными вычислений и измерений в работах [10, 11] на трёх примерах вычисления распределения тока вдоль полуволнового и волнового диполей, а также результатами входного адмиттанса диполя в диапазоне частот. Эти результаты получены без учета равенства нулю токов на концах проводов и не с точным подходом к моделированию зазора источника. Также в работе [8] вычислена диаграмма направленности (ДН) антенны «чайка», удовлетворительно совпадающая с результатами измерений и вычислений другим методом [6], несмотря на то, что сама геометрическая структура была, неточно построена, что привело к различиям в результатах, и как выяснилось, большим затратам времени. Цель работы – сравнить результаты, полученные в TALGAT, с опубликованными в научной литературе результатами и показать, что детальное тестирование важно в процессе реализации каждого САПР и необходимо для её развития и расширения базы тестовых структур.

1. Моделирование дипольных антенн.

Выбраны работы [10, 11], в которых наиболее полно приведены исходные данные. Однако, не всегда эта полнота была достаточной, и поэтому, значения некоторых параметров устанавливались самостоятельно, оставляя неопределенность. Опубликованные в [10] и [8] и полученные в TALGAT составляющие тока для волнового ($L=\lambda$) и полуволнового ($L=\lambda/2$) диполей на частоте 300 МГц при радиусе проводов 7,022 мм в зависимости от $l=L/\lambda$ приведены на рисунках 1 и 2 соответственно. Длина каждого сегмента $s=L/k$, где k принято равным 31 и 15 соответственно. На концах диполя выделены два сегмента длиной $s/2$ для равенства нулю токов. Результирующая длина сегментов равна $(L-s)/k$. Видно, что в первом случае совпадение можно считать отличным, а во втором – удовлетворительным.

В работе [11] приведены зависимости модуля тока вдоль полуволнового диполя ($L=\lambda_0/2$) при радиусе провода $a=0,003369 \lambda_0$ от $l=L/\lambda_0$ и частотные зависимости реальной и мнимой частей входного импеданса от f/f_0 . Эти результаты, а также полученные в [8] и в TALGAT при разных сегментациях, приведены на рисунках 3–5 соответственно. Стоит отметить, что в указанной работе не приведено значение частоты f_0 , относительно которой рассчитывалась длина диполя. Поэтому использовано значение 300 МГц. Число k было фиксированным при изменении частоты и равнялось 15, 31, 61. Также добавлены два сегмента для равенства нулю токов на концах диполя. Из полученных результатов выявлена оптимальная длина сегмента $(L-s)/61$, меньшее значение которой становится меньше радиуса провода, что приводит к некорректным вычислениям. Из полученных результатов видна сходимость результатов моделирования с ростом k . Совпадение с опубликованными результатами в целом, удовлетворительное. Результаты моделирования ближе к опубликованным в работе [11], чем в [8]. Расхождение, по всей видимости, объясняется различными исходными данными. В частности, нет данных о зазоре источника и числе сегментов. Кроме того, использовались различные подходы к

моделированию источника. Из рисунков 1–5 видно, что применение условия равенства нулю тока на концах диполя, значительно улучшило результаты.

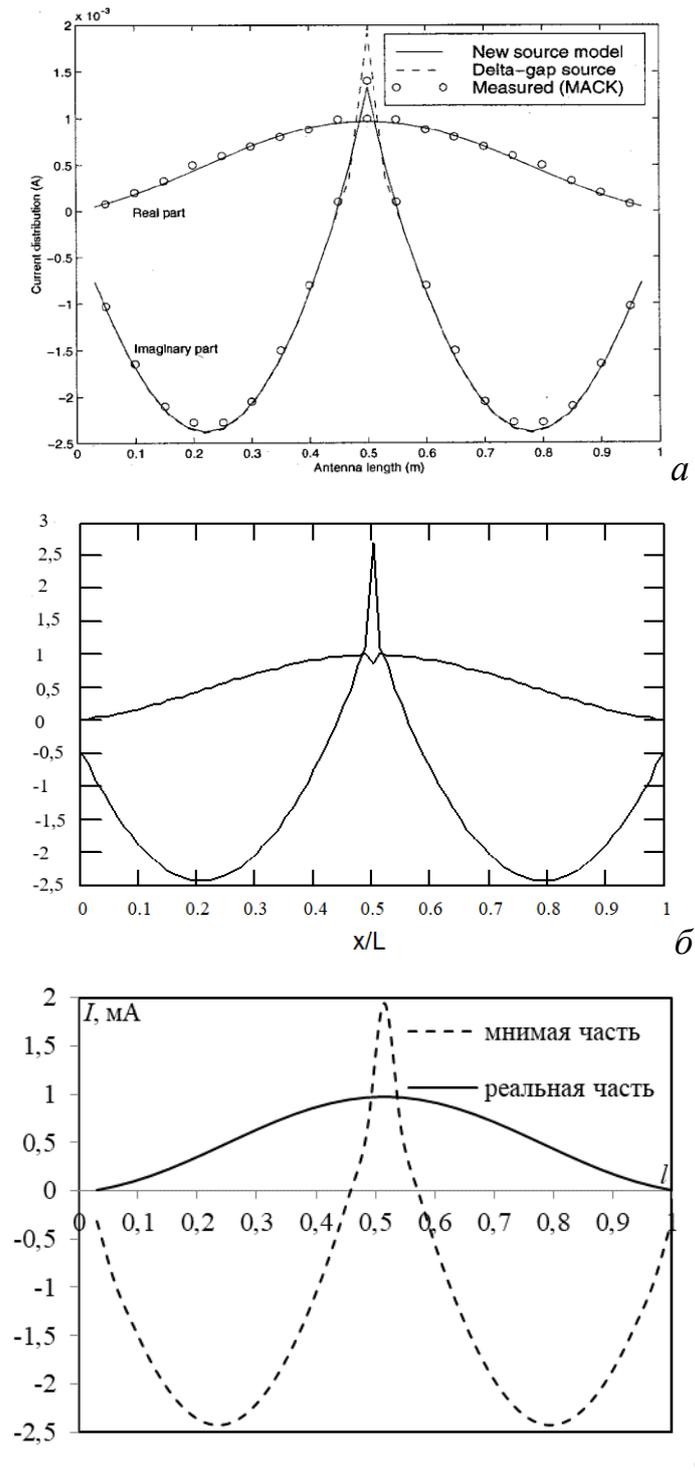


Рис. 1. Зависимости реальной и мнимой частей тока в сегментах диполя длиной $L = \lambda$ от l из [10] (а), [8] (б) и наши (в).

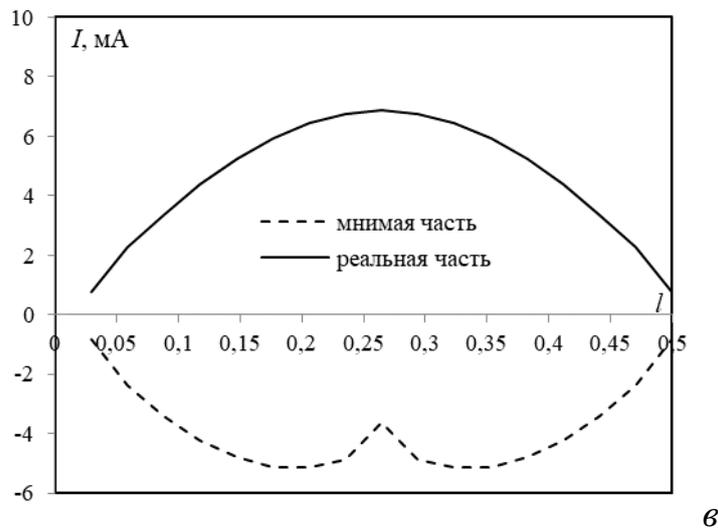
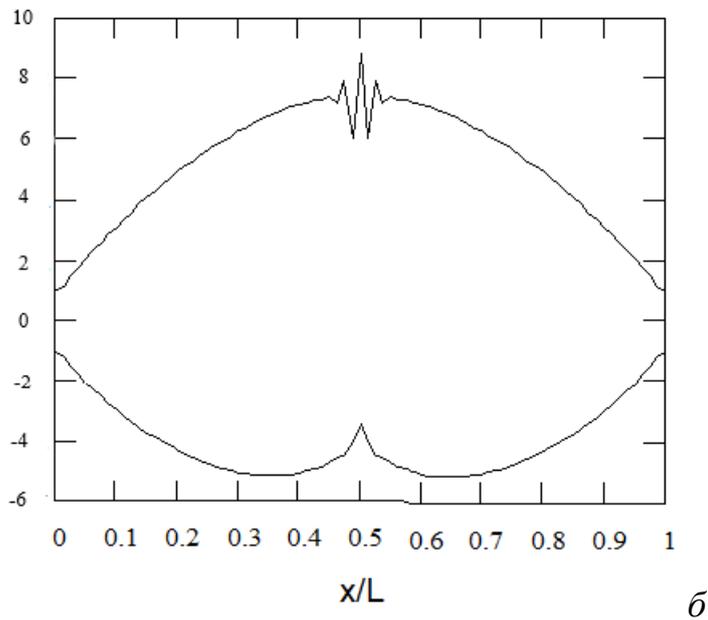
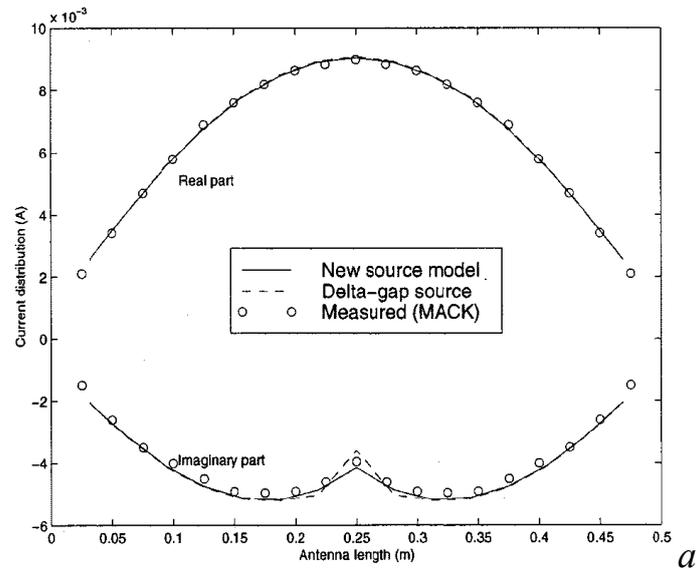


Рис. 2. Зависимости реальной и мнимой частей тока в сегментах диполя длиной $L = \lambda/2$ от l из [10] (а) и [8] (б) и наши (в).

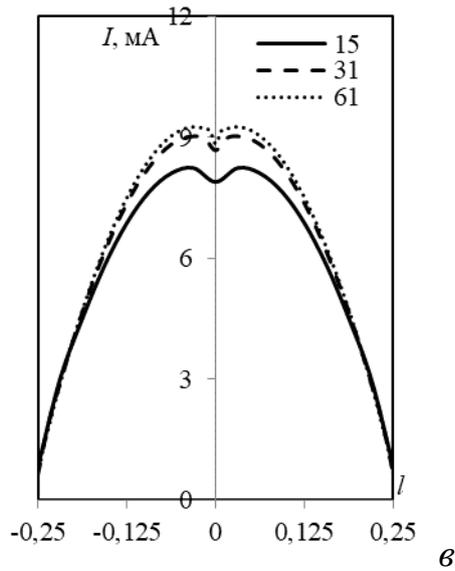
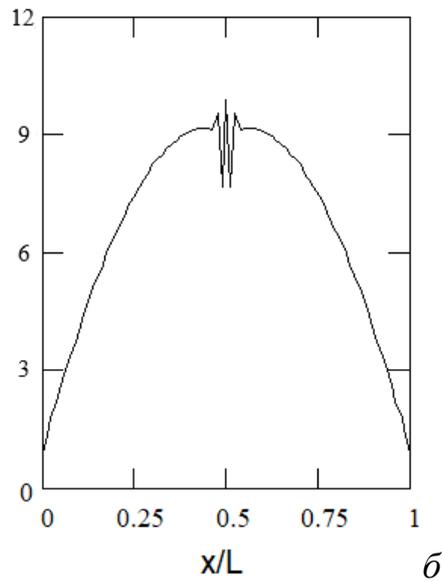
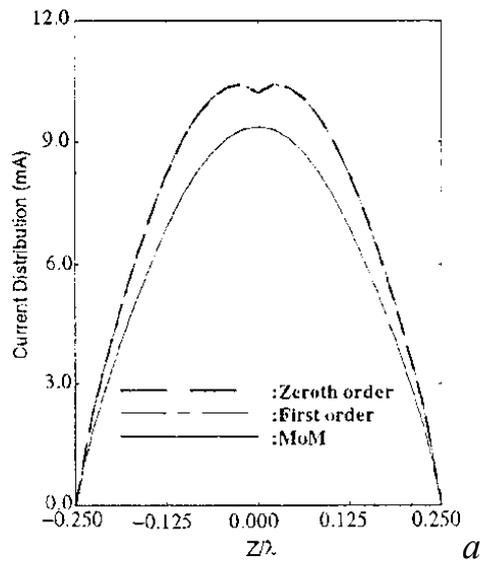
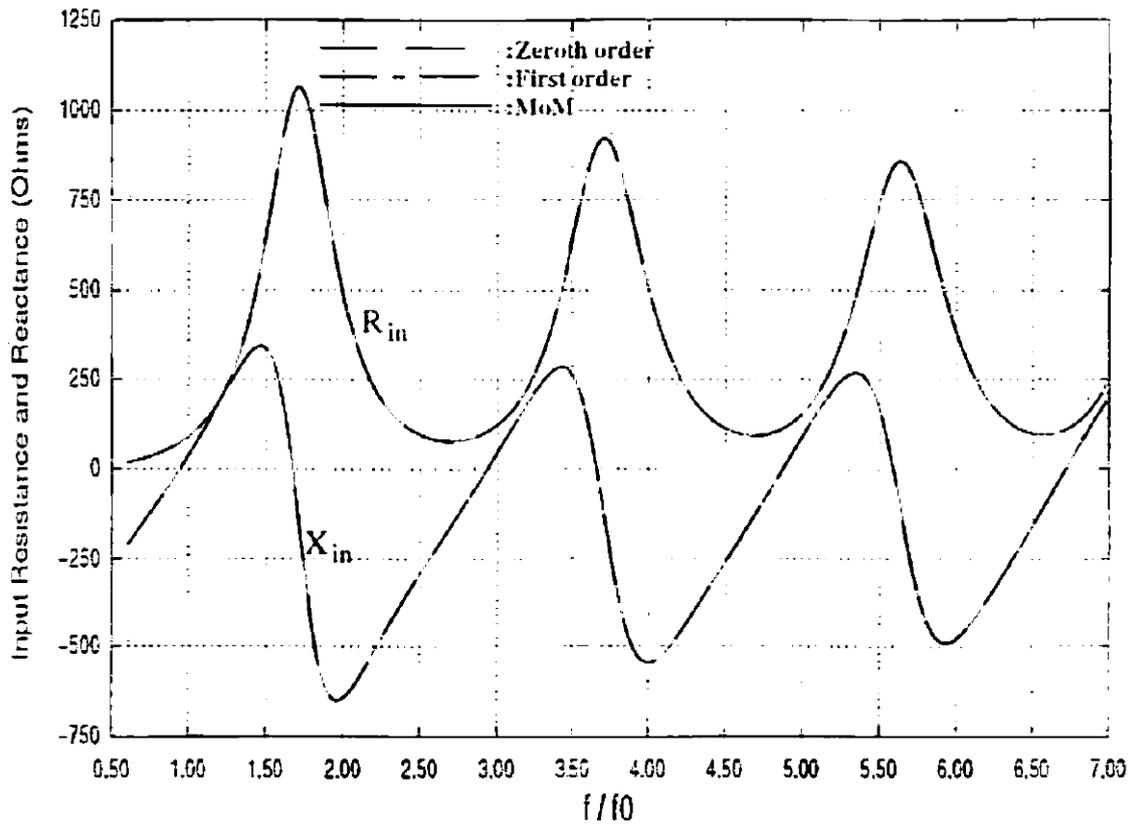
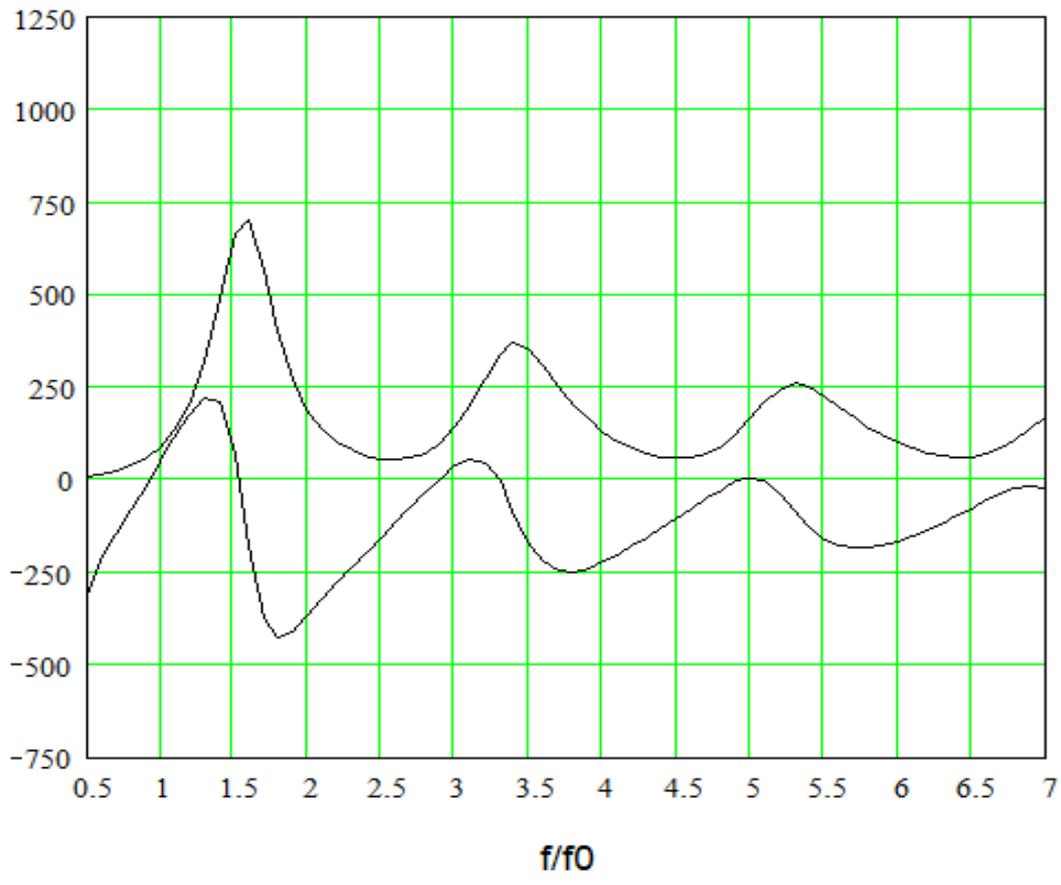


Рис. 3. Зависимости модуля тока в сегментах диполя длиной $L=\lambda_0/2$ от l , приведенные в [11] (а), [8] (б) и наши при $k=15, 31, 61$ (в).



a



б

Рис. 4. Зависимости реальной (R_k) и мнимой (X_k) частей импеданса диполя длиной $L=\lambda_0/2$ от f/f_0 из [11] (a) и [8] (б).

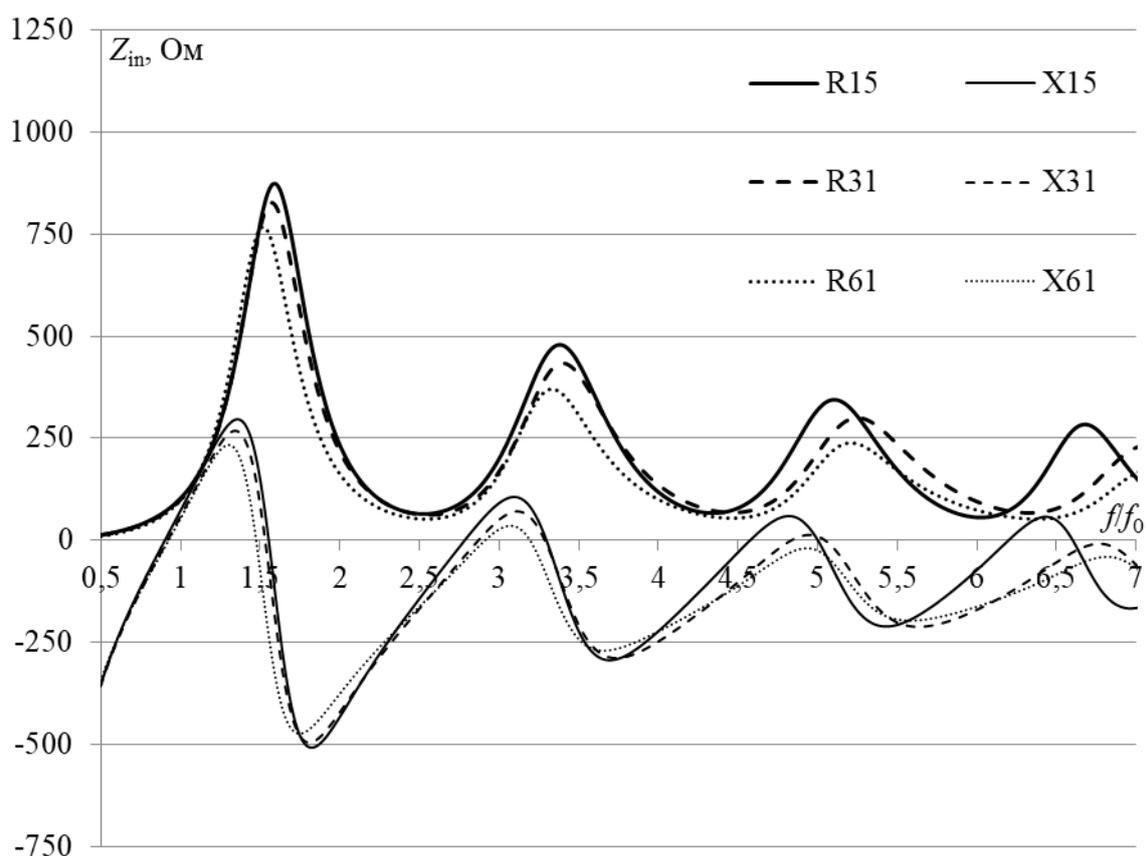


Рис. 5. Зависимости реальной (Rk) и мнимой (Xk) частей импеданса диполя длиной $L=\lambda_0/2$ от f/f_0 , получены нами при $k=15, 31, 61$.

2.М оделирование антенны «чайка».

Далее, исследовано влияние длины сегмента на характеристики антенны «чайка» и сравнены наши результаты с представленными в работе [8] и опубликованными в работе [6] данными вычислений и измерений. Геометрия антенны представлена на рисунке 6а. Антенна имеет длину L , причем $L/\lambda=0,75$ и радиус провода $a=0,005\lambda_0$ на частоте $f_0=3$ ГГц, а $h_1=0,0714\lambda_0$, $h_2=0,4286\lambda_0$, $h_3=0,25\lambda_0$ и $\alpha=50^\circ$. Данная антенна моделировалась нами при тех же параметрах, но длина зазора, неуказанная в работе [6], взята $0,005\lambda_0$ (рисунок 6б, в). Результаты для ДН антенны в плоскости XU представлены на рисунках 7, 8, а частотной зависимости адмиттанса – на рисунке 10. Результаты получены при изменении длины сегмента λ/k , где $k=10, 20, 40, 80, 160, 180$, до сходимости (рисунок 9). Из полученных результатов выявлена оптимальная длина сегмента $\lambda/180$, меньшее значение которой становится меньше радиуса провода, что приводит к некорректным вычислениям.

Из рисунка 7, 8 видно, что результаты хорошо согласуются между собой. Сходимость в максимуме ДН наблюдалась при $k=40$ и выше. Различие в минимуме боковых лепестков составило менее 3 дБ. Рисунок 9 показывает, что при $k=20, 40, 80, 160, 180$ различие максимумов модуля напряженности поля антенны составило 33, 10, 6, 2, 0 % соответственно. Сходимость адмиттанса (рисунок 10) гораздо хуже и наблюдается лишь при $k=160-180$. Даже при оптимальной длине сегмента результаты отличаются от результатов измерений. Например, на частоте f_0 различие составило примерно 20% для действительной части и выше 100% для мнимой. Это может объясняться тем, что длина зазора была фиксирована, что привело к сдвигу по частоте.

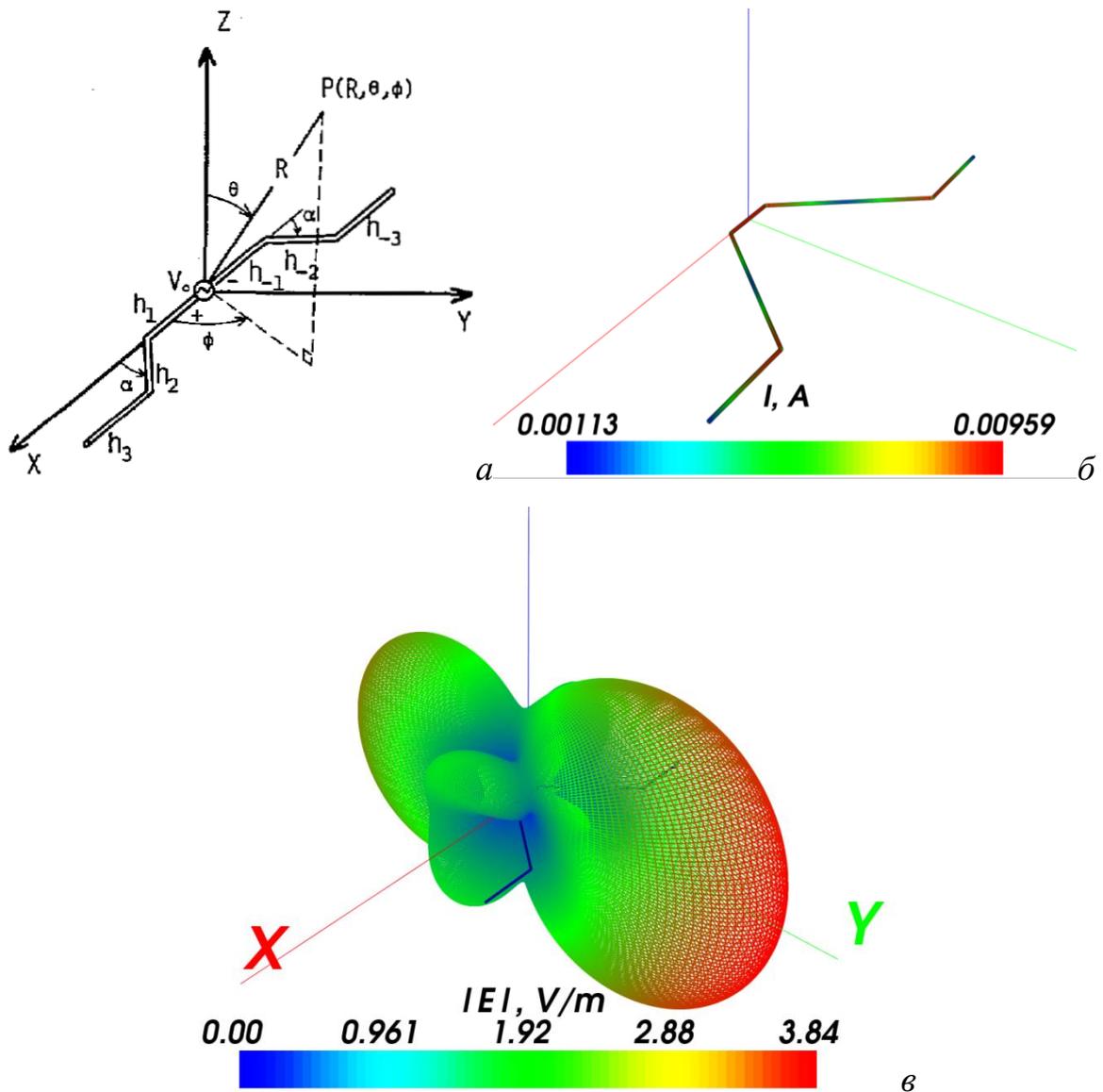


Рис. 6. Антенна «чайка» [6] (а), примеры распределения тока в антенне (б) и трехмерной ДН (в), полученные нами при $k=180$.

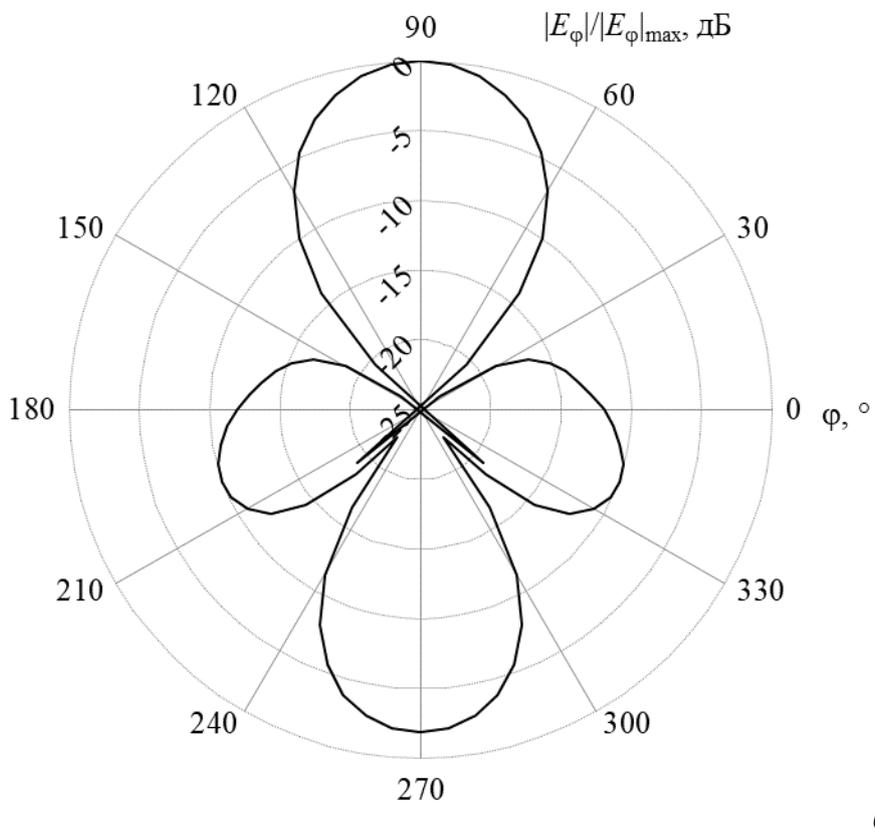
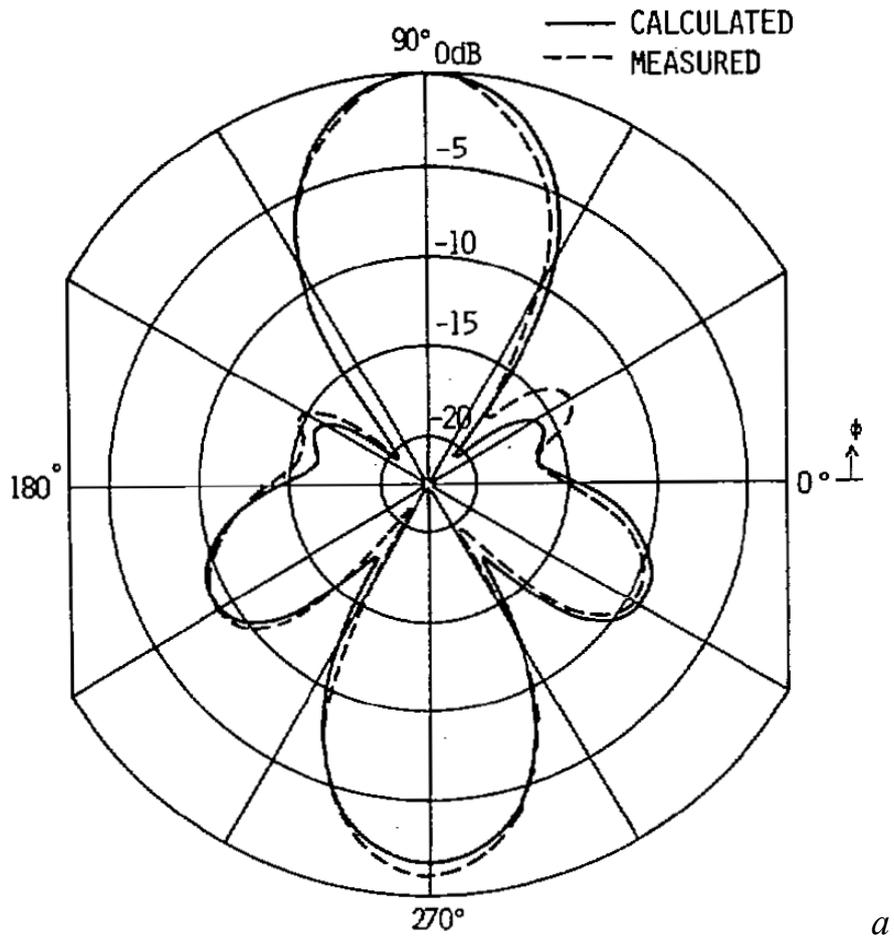


Рис. 7. ДН антенны в плоскости XY, полученные теоретически (—) и экспериментально (---) в [6] (а) и [8] (б).

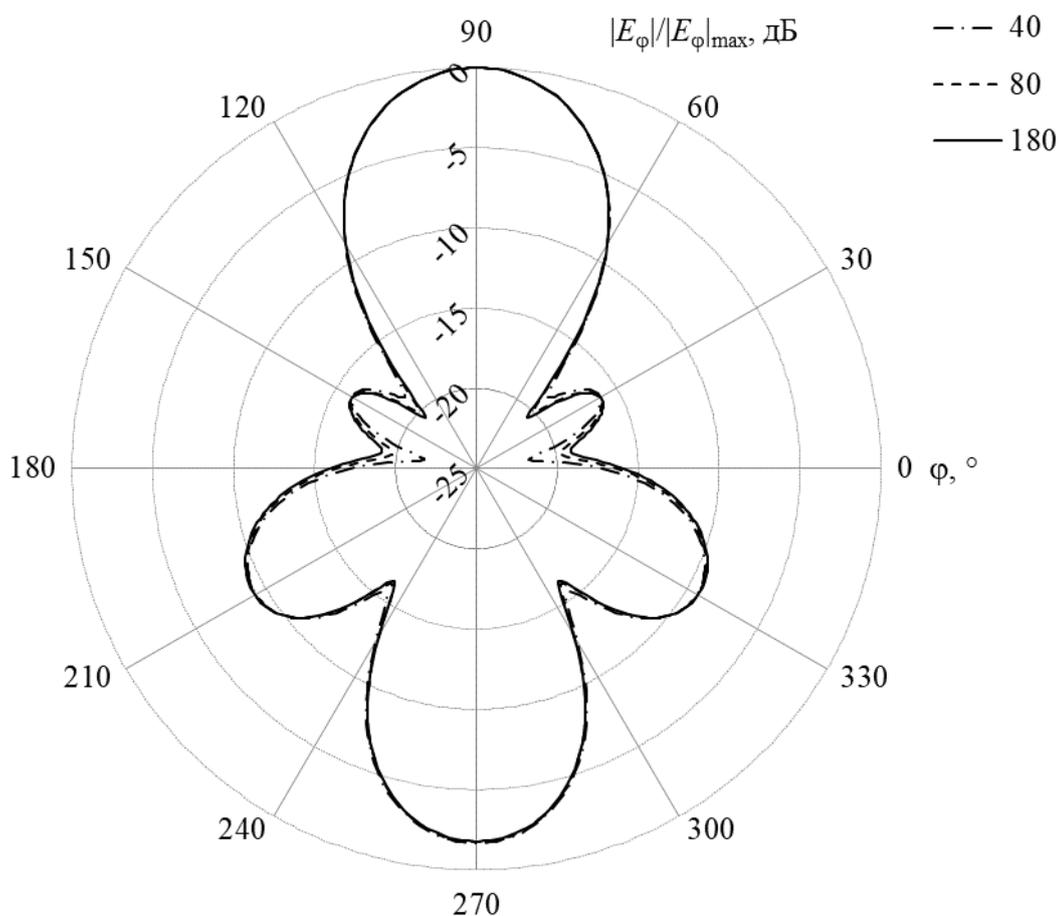


Рис. 8. ДН антенны в плоскости XU , получена нами при разных k (θ).

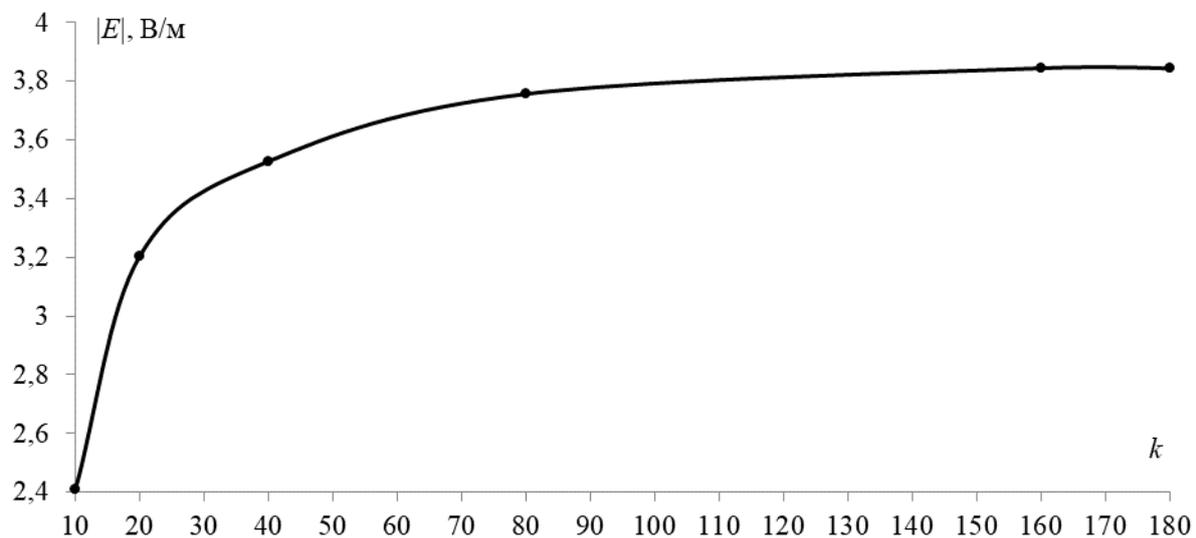
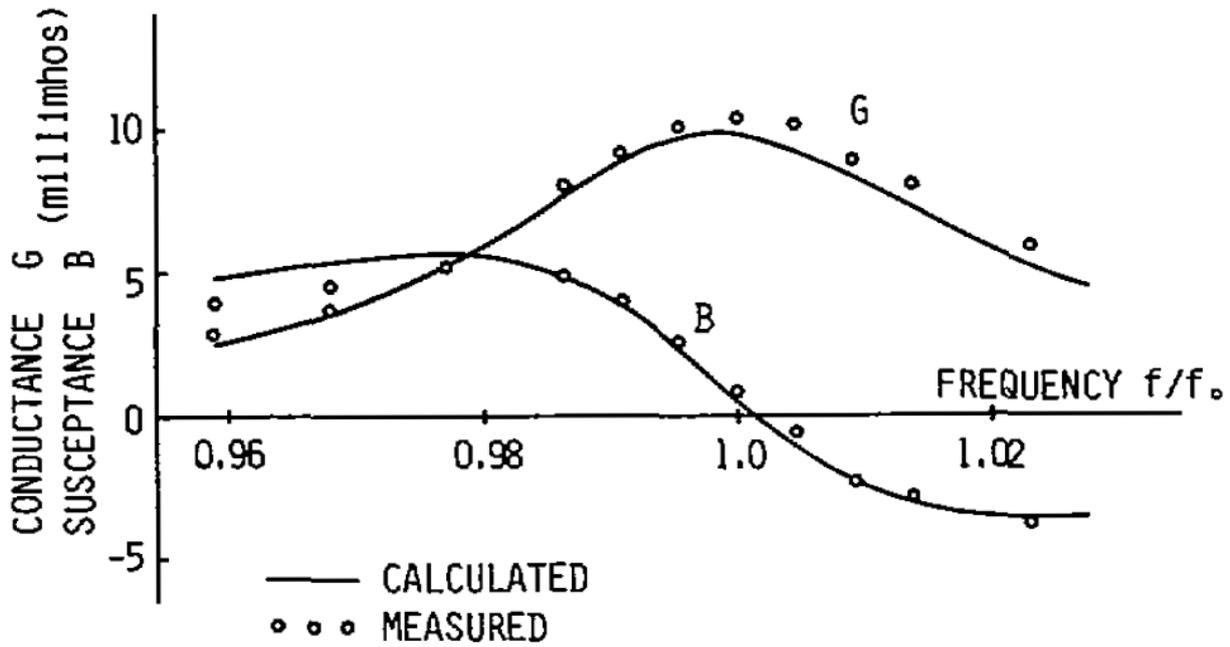
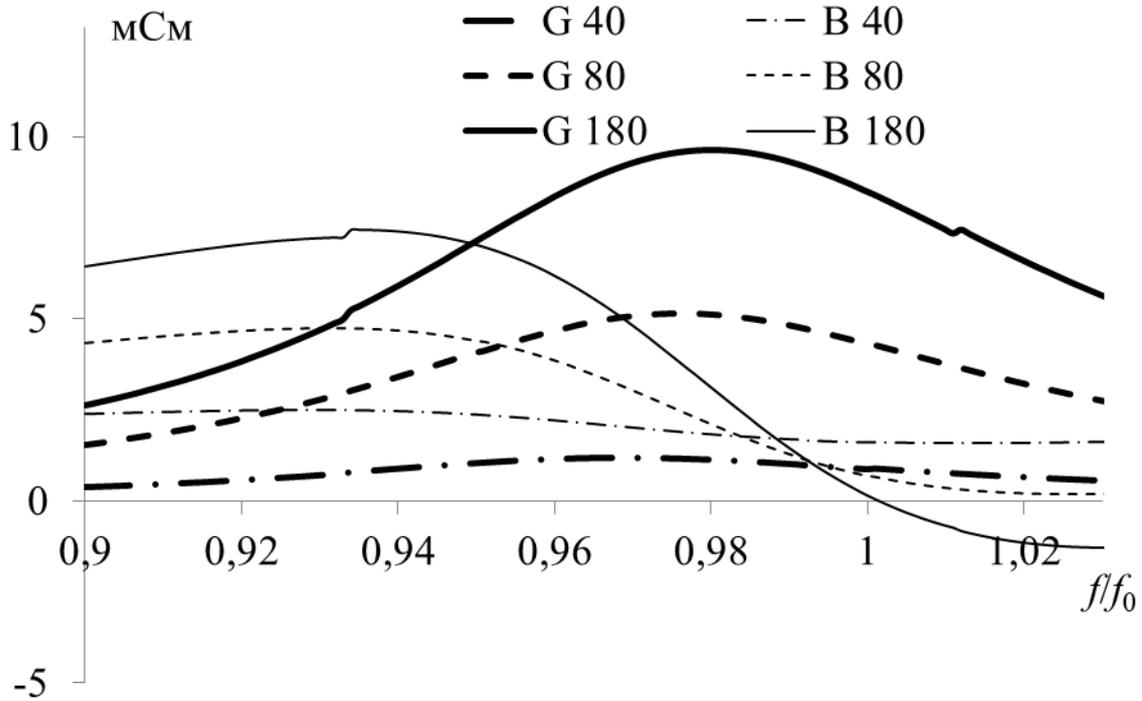


Рис. 9. Сходимость максимального модуля напряженности электрического поля антенны «чайка» при изменении k .



a



b

Рис. 10. Действительная (G) и мнимая (B) части адмиттанса антенны в зависимости от частоты f/f_0 , полученные теоретически (—) экспериментально (°) в [6] (a) и наши при разных k (б).

Скачок значения адмиттанса при $f/f_0=0,934; 1,012$ и $k=180$ объясняется изменением порядка матрицы Z из-за изменения числа сегментов проводов антенны (N_h) с ростом частоты. Так, изменение входного адмиттанса (рисунок 11), для действительной части составило $\pm 2\%$, а мнимой – $\pm 1\%$.

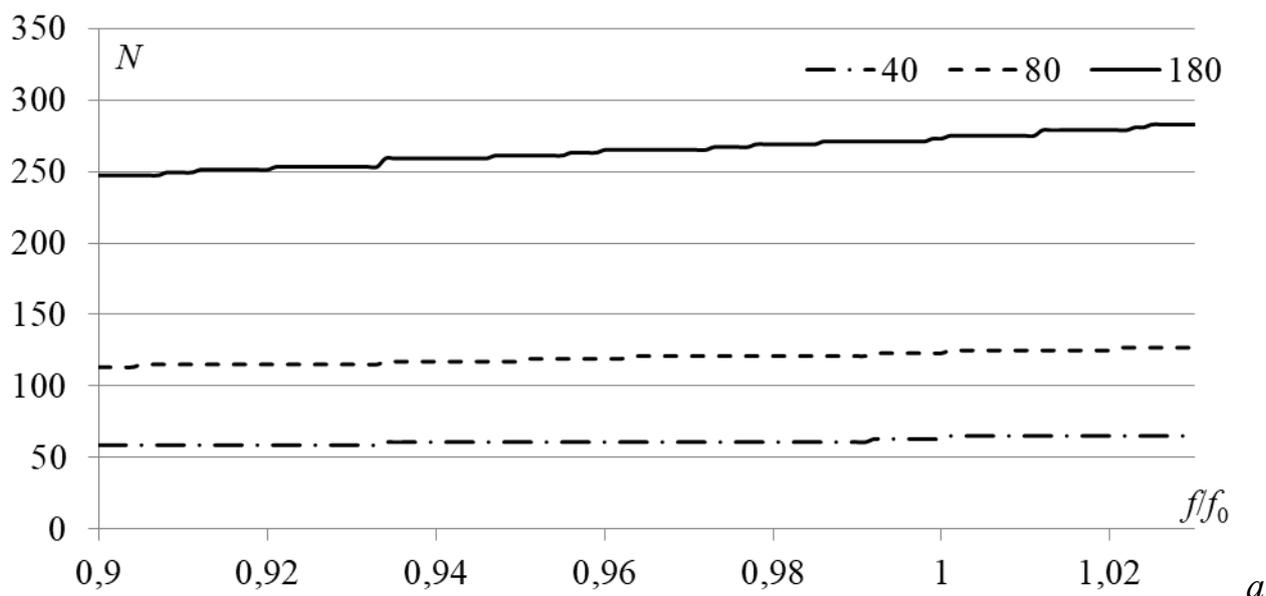


Рис. 11 – Число неизвестных N при разных k (a) и количество сегментов N_h на проводниках длиной h_1 , h_2 и h_3 при $k=180$ (b) в зависимости от частоты f/f_0

Заключение.

Сравнены результаты распределения тока вдоль полуволнового и волнового диполей, а также входного адмиттанса диполя в диапазоне частот, полученные в TALGAT с учетом равенства нулю токов на концах проводов, с опубликованными данными вычислений и измерений в работах [10, 11] и полученными в работе [8]. Показано, что выполнение условия равенства нулю на концах диполя даёт распределение тока вдоль диполя ближе к опубликованным в [10, 11], чем в [8].

Исследовано также влияние длины сегмента на характеристики антенны «чайка». Выполнено сравнение с результатами из работы [8] и опубликованными данными вычислений и измерений из работы [6]. Результаты для ДН антенны дали хорошее совпадение, а адмиттанса – удовлетворительное. Показано влияние некорректного построения геометрической модели антенны на её характеристики. Установлена оптимальная длина сегмента.

Выявлено, что связывание длины сегмента с частотой для уменьшения вычислительных затрат на низких частотах, приводит к резким изменениям числа сегментов, что может дать ступенчатые изменения характеристик

антенны. Поэтому в дальнейшем целесообразно детально исследовать эти изменения для устранения таких погрешностей при моделировании.

В целом, данная работа подтверждает значимость непрерывного тестирования в ходе развития САПР, так как оно повышает уверенность в результатах моделирования и расширяет базу исходных структур для моделирования новых. Кроме того, это важно для развития отечественных САПР.

Финансирование.

Исследование поддержано Министерством науки и высшего образования (проект FEWM-2020-0039).

Литература

1. Павленко А.П. *Аналитические и численные методы прочностного анализа и проектирования автомобильных конструкций*. Казань, издательство казанского федерального университета. 2015. 129 с.
2. Harrington R.F. *Field computation by moment methods*. New York, Macmillan. 1968. 240 p.
3. Куксенко С.П. *Электромагнитная совместимость: численные методы решения задач электростатики*. Томск, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. 2020. 268 с.
4. Mei K. On the integral equations of thin wire antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1965. Vol.13. No.3. P.374-378. <https://doi.org/10.1109/TAP.1965.1138432>
5. Simpson T. The theory of top-loaded antennas: Integral equations for the currents. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1971. Vol.19. No.2. P.186-190. <https://doi.org/10.1109/TAP.1971.1139900>
6. Kominami M., Rokushima K. On the integral equation of piecewise linear antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1981. Vol.29. No.5. P.787-792. <https://doi.org/10.1109/TAP.1981.1142673>

7. Egashira S., Taguchi M. On the analysis of the umbrella antennas using the Hallen-type integral equation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1980. Vol.28. No.3. P.393-397. <https://doi.org/10.1109/TAP.1980.1142343>
8. Газизов Т.Р. *Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и преднамеренных электромагнитных помех: дис. докт. техн. наук.* Томск, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. 2010. 351 с.
9. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П., Комнатнов М.Е., Суровцев Р.С. Моделирование элементов критичной радиоэлектронной аппаратуры: новые подходы, модели и алгоритмы, их реализация и применение. *Наноиндустрия*. 2020. Т.13. №S4(99). С.366-369.
10. Cui T.J., Chew W.C. Accurate model of arbitrary wire antennas in free space, above or inside ground. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2000. Vol.48. P.482-493. <https://doi.org/10.1109/8.843661>
11. Wei C., Inagaki N., Di W. A new numerical technique with application to analysis of wire antennas. *Proc. of Int. Symp. on Antennas and Propagation*. 1996. P.1157-1160. <https://doi.org/10.34385/proc.8.4D2-1>

Для цитирования:

Алхадж Хасан А., Квасников А.А., Куксенко С. П. Газизов Т.Р. Верификация моделирования проводных антенн методом моментов. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021 №11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.11.1>