

УДК 621.396

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНО ЭФФЕКТИВНАЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ ПЕССИМИСТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИЗЛУЧЕНИЯ СЕГМЕНТА ПРОВОДА ДЛЯ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Е.Е. ОРЛОВ^{1,2}, Е.В. СИНЬКЕВИЧ², С.В. МАЛЫЙ¹

¹Белорусский государственный университет, Республика Беларусь

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 17 марта 2017

Аннотация. Разработана пессимистическая модель амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) поля излучения сегмента провода, расположенного над экранирующей поверхностью, предназначенная для анализа паразитных связей в комплексах радио- и электронного оборудования. Модель основана на рассмотрении токовых волн в сегменте. Для каждой токовой волны решение интерпретируется как интерференция электрического и магнитного полей четырех эквивалентных точечных источников и находится огибающая амплитудно-частотной характеристики поля в высокочастотной области, проходящая через интерференционные максимумы. Применимость модели проверена в широком диапазоне значений параметров задачи: длина провода – от 0,1 мм до 10 м, высота провода над экранирующей поверхностью – от 0,1 мм до 1 м, положение точки наблюдения – на расстоянии до 10 м от центра провода сравнением результатов с результатами, полученными методами вычислительной электродинамики.

Ключевые слова: излучение провода, частотная характеристика, пессимистическая модель, огибающая.

Abstract. The worst-case model of a radiation field created by a wire segment placed above ground plane intended for the analysis of spurious couplings in complexes of radio and electronic equipment has been developed. The model is based on considering current waves in the segment. The solution for each current wave is interpreted as interference of the electric and magnetic fields radiated by four equivalent point sources, and the envelope of the amplitude-frequency characteristic passing through interference maxima is found. The correctness of the model is checked in a wide range of problem parameters values (the length of the wire ranges from 0.1 m to 10 m, the height of the wire above the ground plane ranges from 0.1 mm to 1 m, and the observation point position is up to 10 m away from the center of the wire) by comparison with results retrieved by computational electromagnetics methods.

Keywords: wire radiation, frequency response, worst-case model, envelope.

Doklady BGUIR. 2017, Vol. 105, No. 3, pp. 32–39

Computationally-effective wideband worst-case model of wire radiation for analysis of electromagnetic compatibility

Y.Y. Arlou, E.V. Sinkevich, S.V. Maly

Введение

Излучение соединительных проводов может создавать значительные электромагнитные помехи [1]. Известные авторам модели излучения проводов [2, 3] при использовании их в задаче экспресс-анализа ЭМС [4] проявляют следующие недостатки. Расчет полей методами вычислительной электродинамики выполняется слишком медленно. Более того, на высоких частотах полученное распределение поля изрезано интерференционными эффектами. Изрезанность поля делает модель неустойчивой, поскольку малые изменения значений

параметров модели могут привести к большим изменениям вычисленного значения поля. Аналитические модели электродинамики (например, приведенные в [2, 3]) дают возможность быстро вычислять поле провода (в том числе и на высоких частотах), однако рассчитанное поле также является изрезанным. Для устранения изрезанности рассчитанного поля на высоких частотах может использоваться статистический подход (например, метод Монте-Карло), однако он требует множества повторяющихся расчетов (итераций) и является вычислительно затратным даже в том случае, когда на каждой итерации используется аналитическая модель электродинамики [5]. Пессимистические аналитические модели, основанные на диполе Герца, могут быть использованы только для расчета поля электрически коротких проводов [1]. Ряд аналитических моделей позволяет получить пессимистическую оценку поля в дальней области, но неприменим в ближней области [1].

Цель настоящей работы – разработать вычислительно эффективную пессимистическую модель излучения сегмента провода, расположенного внутри металлического корпуса бортовой системы (самолета, корабля, кунга автомобиля и т.д.), для определения полей прямой видимости, предназначенную для экспресс-анализа ЭМС в диапазоне частот 1 Гц – 40 ГГц и применимую в ближней и дальней зонах [6] излучения для проводов любой волновой длины. При выборе границ частотного диапазона авторы руководствовались [7] (предел RE101: Radiated Emissions, Magnetic Field, от 30 Гц до 100 кГц; предел RE102: Radiated Emissions, Electric Field, от 10 кГц до 18 ГГц) и частотным диапазоном моделирования ЭМС на системном уровне в пакете «EMC-Analyzer».

Для экспресс-анализа ЭМС в частотной области необходимо оценить максимальное значение амплитуды напряженности электрического и магнитного полей в заданной точке наблюдения на сетке частот [4], т.е. амплитудно-частотную характеристику поля. Поэтому требуется также разработать вычислительно эффективный алгоритм расчета АЧХ поля по разработанной модели.

Физическая модель

Высокая скорость расчета, требуемая от модели, может быть достигнута при учете только наиболее существенных факторов реальной задачи. Соответствующая физическая модель представлена на рис. 1.

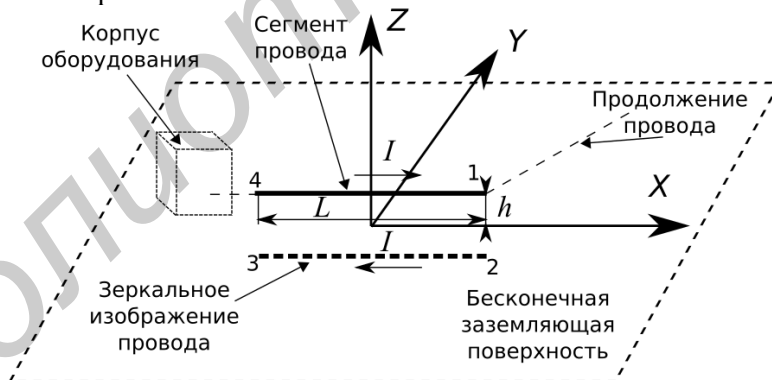


Рис. 1. Физическая модель задачи: 1, 2, 3, 4 – номера концов сегмента провода и его изображения

В бортовых системах, для оценки ЭМС которых предназначена разработанная модель, имеется металлический корпус. Провода, влияние которых на ЭМС бортового радиоэлектронного оборудования требуется оценить, обычно прокладываются вблизи пола и стен. Поэтому мы считаем, что ближайшая поверхность корпуса системы будет оказывать наибольшее влияние на поле излучения, и корпус моделируется плоским бесконечно большим идеально проводящим экраном. Это позволяет использовать для расчета метод изображений [8, 9]. Изображение расположено симметрично сегменту провода относительно плоскости экрана и имеет распределение тока, сдвинутое по фазе на π относительно распределения тока в проводе [8].

Считается, что сегмент провода расположен параллельно экрану на высоте h (при этом используется его усредненная высота [4]). Радиус провода считается во много раз меньшим h , длины λ электромагнитной волны, длины сегмента L , расстояния от провода до точки наблюдения. Скорость v_s распространения сигнала вдоль провода принимается равной скорости c света в вакууме (покрытие провода не учитывается).

Разработанная модель описывает излучение только от незамкнутого тока, проходящего по сегменту провода, соединяющего оборудование. Излучаемое оборудованием поле при экспресс-анализе ЭМС учитывается другими моделями [4].

Чтобы получить аналитические формулы для напряженности электрического и магнитного полей, необходимо аппроксимировать реальное распределение тока вдоль сегмента провода некоторой упрощенной моделью. В данной работе распределение тока аппроксимируется суммой двух токовых волн, распространяющихся вдоль сегмента провода в противоположных направлениях:

$$I_x(x) = C_1 e^{jkx} + C_2 e^{-jkx}, \quad j = \sqrt{-1}, \quad k = 2\pi/\lambda, \quad (1)$$

где C_1 и C_2 – амплитуды токовых волн (они являются исходными данными для разработанной модели и могут быть вычислены, например, с помощью теории длинных линий), k – волновое число.

Для обеспечения отсутствия недооценки амплитуды поля, создаваемого сегментом провода, излучаемые токовыми волнами поля суммируются без учета их фаз. Ниже рассмотрен расчет поля, излучаемого одной токовой волной, распространяющейся в сторону увеличения координаты x (т.е. $C_1 = 0$), рис. 1.

Полная модель

При $C_1 = 0$ и $C_2 = I_0$ распределение (1) тока вдоль сегмента провода имеет вид:

$$I_x(x) = I_0 e^{-jkx}. \quad (2)$$

Вычислив электромагнитное поле токовой волны (2) с помощью векторного потенциала [8], получим

$$E_a = e^{jkx_0} \sum_{i=1}^4 E_{ai}, \quad H_a = e^{jkx_0} \sum_{i=1}^4 H_{ai}, \quad (3)$$

где суммирование производится по индексу i , нумерующему концы сегмента провода и его изображения. E_a , H_a – проекции напряженностей электрического и магнитного полей на координатную ось a ($a \in \{x, y, z\}$), при этом

$$\begin{pmatrix} E_{xi} \\ E_{yi} \\ E_{zi} \end{pmatrix} = (-1)^{i+1} I_0 \frac{e^{-jk(r_i - r_{xi})}}{4\pi\epsilon_0\omega r_i} \begin{pmatrix} r_{xi} \{jk(1/r_i + 1/r_{xi}) + 1/r_i^2\} \\ r_{yi} \{jk(1/r_i - 1/(r_i - r_{xi})) + 1/r_i^2\} \\ r_{zi} \{jk(1/r_i - 1/(r_i - r_{xi})) + 1/r_i^2\} \end{pmatrix}, \quad (4)$$

$$\begin{pmatrix} H_{xi} \\ H_{yi} \\ H_{zi} \end{pmatrix} = (-1)^{i+1} I_0 \frac{e^{-jk(r_i - r_{xi})}}{4\pi r_i (r_i - r_{xi})} \begin{pmatrix} 0 \\ -r_{zi} \\ r_{yi} \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где r_i – расстояние между i -м концом сегмента провода (или его изображения) и точкой наблюдения (x_0, y_0, z_0) ; r_{xi} , r_{yi} и r_{zi} – проекции этого расстояния на оси x , y и z , соответственно: $r_i = |\vec{r}_i|$, $\vec{r}_i \equiv (r_{xi}, r_{yi}, r_{zi})$.

Согласно приведенным формулам, поле одной токовой волны (3) является суммой четырех слагаемых. Каждое слагаемое зависит от радиус-вектора \vec{r}_i , соединяющего i -й конец

сегмента провода (либо его изображения) и точку наблюдения, и не зависит от других пространственных переменных. Излучаемое сегментом провода поле можно интерпретировать как сумму полей фиктивных точечных источников электрического и магнитного полей, расположенных на концах сегмента и его изображения. Эта интерпретация имеет следующее преимущество: один длинный сегмент заменяется двумя точечными источниками, амплитуда и фаза поля которых описываются простыми выражениями. Анализ интерференционных явлений для небольшого количества точечных источников выполняется проще, чем аналогичный анализ для длинного объекта.

Установлено, что полученные формулы в пределе $L \rightarrow \infty$ совпадают с формулами, полученными в [9].

Выбросы электрического поля у концов сегмента

Поскольку в физической модели рассматривается фиксированное распределение тока, имеющее разрывы на концах сегмента провода, то по закону сохранения электрического заряда это соответствует появлению точечных электрических зарядов на концах сегмента (и его изображения). Амплитуда заряда q_i равна I_0 / ω . Соответственно, поле данных зарядов:

$$E_{cha} = I_0 e^{jkx_0} \sum_{i=1}^4 E_{chai}, \quad (6)$$

$$\text{где } \begin{pmatrix} E_{ch xi} \\ E_{ch yi} \\ E_{ch zi} \end{pmatrix} = (-1)^{i+1} \frac{e^{-jk(r_i - r_{xi})}}{4\pi\epsilon_0\omega \cdot r_i^3} \begin{pmatrix} r_{xi} \\ r_{yi} \\ r_{zi} \end{pmatrix}. \quad (7)$$

При $\omega \rightarrow 0$ электрическое поле (7) стремится к бесконечности. Следовательно, на низких частотах поле будет иметь выбросы вблизи концов сегмента и его изображения (точек накопления электрических зарядов). Однако в реальной ситуации данные заряды стекают с сегмента провода, поскольку он подключен к иным проводникам. Поэтому поле зарядов (7) необходимо исключить из рассмотрения. Формулы (4) без поля зарядов имеют вид

$$\begin{pmatrix} E_{sg xi} \\ E_{sg yi} \\ E_{sg zi} \end{pmatrix} = (-1)^{i+1} \frac{e^{j\pi/2 - jk(r_i - r_{xi})}}{4\pi\epsilon_0 c \cdot r_i^2} \begin{pmatrix} r_{xi} + r_i \\ -r_{xi} r_{yi} / (r_i - r_{xi}) \\ -r_{xi} r_{zi} / (r_i - r_{xi}) \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Амплитуды фиктивных источников в (8) не зависят от частоты, а частотная зависимость поля определяется только фазовыми соотношениями между фиктивными источниками. Формулы (8) и (5) представляют собой укороченную модель.

Построение огибающей АЧХ

Поскольку выражения (8) без учета фазы $\exp(j\pi/2 - jk(r_i - r_{xi}))$ не зависят от частоты, видим, что огибающую АЧХ поля двух фиктивных источников можно найти сложением амплитуд полей этих источников на частотах выше частоты первого максимума АЧХ. Этим АЧХ разделяется на две области (ниже либо выше частоты первого максимума), что позволяет ввести для двух источников бинарный признак «изрезано – не изрезано» [10]. Четырем источникам соответствует шесть неповторяющихся пар источников, т.е. шестибитовый признак изрезанности. Такой признак удобно изобразить графом, узлам которого соответствуют фиктивные источники, а отсутствие ребра между двумя узлами указывает, что соответствующий бит введенного признака имеет значение «изрезано». Определим зону АЧХ как интервал частот, в пределах которого заданный класс изоморфизма графа сохраняется (рис. 2). Для каждой зоны необходим свой способ нахождения огибающей АЧХ.

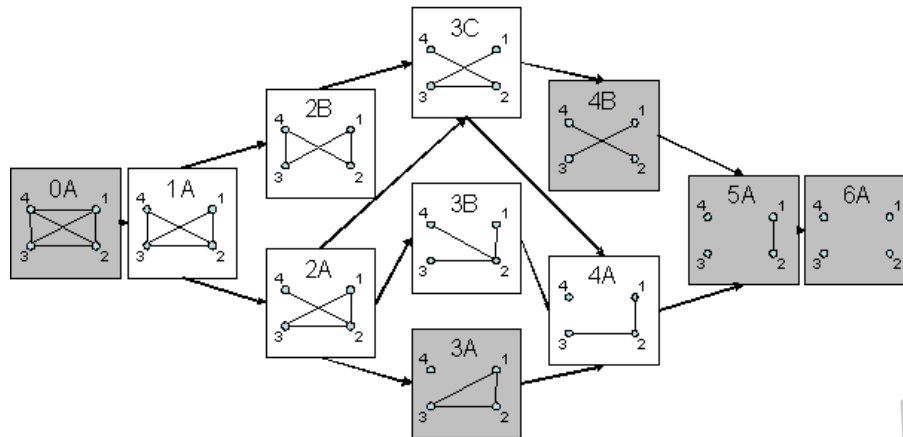


Рис. 2. Виды графов признака изрезанности АЧХ для всех возможных зон АЧХ и переходы между ними с ростом частоты

Из 11 возможных зон аналитические формулы для огибающей были найдены для 5 зон по следующему принципу [10]: если два источника представлены смежными вершинами графа, то их поля должны суммироваться векторно, иначе – без учета фазы. Например, если неизрезанным является только поле источников с номерами 1 и 2, то формула для огибающей будет следующей:

$$F^{5A}_a = |F_{a1} + F_{a2}| + |F_{a3}| + |F_{a4}|, F \in \{E, H\}. \quad (9)$$

Остальные формулы для аналитической огибающей АЧХ имеют вид (нумерация источников условна):

$$\begin{aligned} F^{0A}_a &= |F_{a1} + F_{a2} + F_{a3} + F_{a4}| \\ F^{3A}_a &= |F_{a1} + F_{a2} + F_{a3}| + |F_{a4}| \\ F^{4B}_a &= |F_{a1} + F_{a3}| + |F_{a2} + F_{a4}| \\ F^{6A}_a &= |F_{a1}| + |F_{a2}| + |F_{a3}| + |F_{a4}| \end{aligned} \quad (10)$$

Данный алгоритм вводится для уточнения пессимистической огибающей.

Для оставшихся 6 зон был разработан численный алгоритм для огибающей, позволяющий вычислить неубывающую АЧХ между зонами, имеющими аналитические огибающие, с плавным переходом по частоте между формулами для огибающих этих зон. Данный алгоритм использует равномерную в логарифмическом масштабе сетку частот и линейную в этом масштабе интерполяцию между узлами.

Для быстрого расчета АЧХ поля был разработан оптимизированный алгоритм. Он основан на предварительном вычислении следующих величин: 1) амплитуд фиктивных источников; 2) частотных границ и порядка смены зон АЧХ; 3) соответствия номеров фиктивных источников номерам слагаемых в выражениях (10); 4) значений узлов для численного алгоритма. Тестирование показало увеличение средней скорости расчета АЧХ, благодаря оптимизации данного алгоритма, в двадцать раз.

Оценка вычислительной эффективности

Сначала было выполнено сравнение вычислительной эффективности пессимистической модели и точной аналитической модели (8). Для этого вычислена АЧХ электрического поля, состоящая из 10^5 частотных точек. Среднее для 5 запусков время расчета одной точки АЧХ по пессимистической модели составило 32,7 мкс, а по точной аналитической модели – 33,4 мкс.

Далее выполнено сравнение скорости вычислений с помощью модели вычислительной электродинамики (разбиение провода на диполи Герца [8]) и с помощью разработанной пессимистической модели. Сравнение выполнялось на примере расчета АЧХ, состоящей из

1000 точек. Количество диполей Герца, используемых при разбиении провода, вычислялось по выражению $5000 + 500L/\lambda$ (большое количество элементов разбиения объясняется необходимостью рассчитывать поле вблизи провода). Среднее время расчета одной точки АЧХ методом разбиения провода на диполи Герца составило 91 мс, а с помощью разработанной пессимистической модели – на 3 порядка меньше (63 мкс).

Для устранения изрезанности поля, рассчитанного с помощью точной (аналитической или численной) модели, можно воспользоваться методом Монте-Карло совместно со статистической моделью изменчивости параметров задачи. В этом случае для расчета огибающей АЧХ потребуется многократное (порядка 20...60 раз [5]) вычисление АЧХ с последующим выбором максимального по всем реализациям значения поля в каждой точке АЧХ. Следовательно, скорость расчета по разработанной пессимистической модели примерно на 1–2 порядка выше, чем по модели Монте-Карло совместно с точной аналитической моделью.

Все модели, которые использовались для сравнительного анализа вычислительной эффективности, реализованы на с++. Характеристики используемого компьютера: процессор – AMD FX(tm)-4100 Quad-Core, тип оперативной памяти – DDR3-1333.

Проверка модели методами электродинамического моделирования общего назначения. Разработанная модель рассчитывает поле незамкнутого тока. Однако для последующей проверки модели с помощью методов электродинамического моделирования общего назначения необходимо расширить физическую модель до получения замкнутого тока. Введем расширенную физическую модель путем добавления двух вертикальных проводов, соединяющих концы имеющегося сегмента провода и экранирующую поверхность.

Чтобы рассчитать поле расширенной физической модели с использованием укороченной модели (5) и (8), мы должны добавить к ней поле вертикальных проводов. Выражения для поля одного провода можно получить, оставив в укороченной модели (5) и (8) поля от источников с номерами 1 и 4 (рис. 1). После этого поле вертикального провода, может быть определено преобразованием координат к полученным выражениям.

На рис. 3, а приведен пример пространственного распределения электрического поля, рассчитанный на основе расширенной физической модели с использованием метода моментов [11] и укороченной модели (8). На рис. 3, б приведен пример АЧХ электрического поля, рассчитанной с помощью метода моментов и укороченной модели, соответственно.

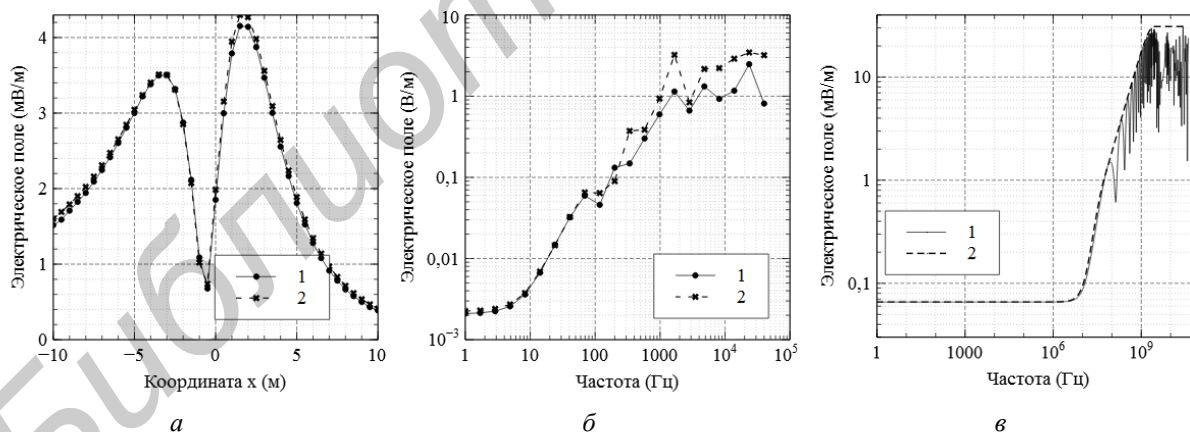


Рис. 3. Распределение электрического поля вдоль x-координаты (а): 1 – замкнутый ток (метод моментов), 2 – замкнутый ток (укороченная модель); параметры модели: $L = 1,3$ м, $h = 0,04$ м, $y = 3$ м, $z = 3$ м, $f = 200$ МГц, $I = 1$ мА; АЧХ электрического поля расширенной физической модели (б): 1 – замкнутый ток (метод моментов), 2 – замкнутый ток (укороченная модель); параметры модели: $L = 1,3$ м, $h = 0,04$ м, $x = -3$ м, $y = 0,02$ м, $z = 3$ м, $I = 1$ мА; АЧХ электрического поля сегмента провода (в): 1 – укороченная модель, 2 – пессимистическая модель; параметры аналогичны параметрам для рисунка б

Проверка пессимистической модели. В связи с тем, что поле физической модели (без вертикальных проводов) нельзя напрямую рассчитать общими методами решения электродинамических задач, было решено проверять пессимистическую модель сравнением с укороченной моделью. Пессимистическая модель была реализована на с++ и проверена с помощью визуального контроля качества огибающей АЧХ более чем для 400 случаев (кроме

того, контролировалась огибающая пространственного распределения поля). Случаи выбирались с учетом следующих ограничений: диапазон частот 1–40 ГГц, длина провода L от 10 см до 10 м, его высота h над экранирующей поверхностью – от 0,1 мм до 5 м, размер области расчета поля – до 10 м. Было выбрано 5 следующих значений отношения h/L (от минимального до максимального): 10–5, 5·10–3, 5·10–2, 5·10–1, 50. Пример АЧХ, вычисленной по укороченной и пессимистической моделям, приведен на рис. 3, в. Для остальных тестовых случаев также не обнаружено оптимизма либо чрезмерного пессимизма.

Заключение

Разработана пессимистическая модель излучения сегмента провода, применимая в ближней и дальней зонах в диапазоне частот 1 Гц – 40 ГГц. Данная модель может быть использована для экспресс-анализа ЭМС бортового радиоэлектронного оборудования автомобилей, самолетов, кораблей и т. д. [4]. Показано, что модель является корректной, пессимистической и вычислительно эффективной.

Авторы выражают благодарность Слепяну Г.Я. за помощь в разработке модели.

Список литературы

1. Paul C.R. Introduction to Electromagnetic Compatibility. 2nd ed. Wiley, Hoboken, NJ, 2006. 983 p.
2. Chaaban M., Drissi K., Poljak D. Analytical model for electromagnetic radiation by bare-wire structures // Progress In Electromagnetics Research B. 2012. Vol. 45. P. 395–413.
3. Analytical Solutions for the Radiated Emission of Parallel Microstrip Traces / B.C. Tseng [et al.] // IEEE Trans. on EMC. 2011. Vol. 53, No. 3. P. 842–845.
4. Bogdanor J.L., Pearlman R.A., Siegel M.D. Intrasystem Electromagnetic Compatibility Analysis Program. McDonnell Douglas Aircraft Corp., 1974. 191 p.
5. Methodology for consideration of stochasticity effects in cable bundles on radiated emission problems / E. Yavolovskaya [et al.] // 2009 International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory. Lviv, Ukraine, 21–24 September 2009. P. 44–48.
6. Марков Г.Т., Петров Б.М., Грудинская Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн. Москва: Советское радио, 1979. 376 с.
7. MIL-STD-461F. Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment. 2007.
8. Low R.J. Electrodynamics, differential forms and the method of images // Eur. J. Phys. Vol. 32. 2011. P. 1413–1417.
9. Джексон Дж. Классическая электродинамика. М.: Мир, 1965. 703 с.
10. Computationally-effective worst-case model of wire radiation in the frequency range 1 Hz–40 GHz / Arlou Y.Y. [et al.] // Proc. of the 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2014). Gothenburg, Sweden, September 1–4, 2014. P. 1293–1298.
11. Harrington R.F. Field computation by moment methods. New York: IEEE Press, 1993. 240 p.

References

1. Paul C.R. Introduction to Electromagnetic Compatibility. 2nd ed. Wiley, Hoboken, NJ, 2006. 983 p.
2. Chaaban M., Drissi K., Poljak D. Analytical model for electromagnetic radiation by bare-wire structures // Progress In Electromagnetics Research B. 2012. Vol. 45. P. 395–413.
3. Analytical Solutions for the Radiated Emission of Parallel Microstrip Traces / B.C. Tseng [et al.] // IEEE Trans. on EMC. 2011. Vol. 53, No. 3. P. 842–845.
4. Bogdanor J.L., Pearlman R.A., Siegel M.D. Intrasystem Electromagnetic Compatibility Analysis Program. McDonnell Douglas Aircraft Corp., 1974. 191 p.
5. Methodology for consideration of stochasticity effects in cable bundles on radiated emission problems / E. Yavolovskaya [et al.] // 2009 International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory. Lviv, Ukraine, 21–24 September 2009. P. 44–48.
6. Markov G.T., Petrov B.M., Grudinskaja G.P. Jelektrodinamika i rasprostranenie radiovoln. Moskva: Sovetskoe radio, 1979. 376 s. (in Russ.)

7. MIL-STD-461F. Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment. 2007.
8. Low R.J. Electrodynamics, differential forms and the method of images // Eur. J. Phys. Vol. 32. 2011. P. 1413–1417.
9. Dzhekson Dzh. Klassicheskaja jelektrodinamika. M.: Mir, 1965. 703 s. (in Russ.)
10. Computationally-effective worst-case model of wire radiation in the frequency range 1 Hz–40 GHz / Arlou Y.Y. [et al.] // Proc. of the 2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2014). Gothenburg, Sweden, September 1–4, 2014. P. 1293–1298.
11. Harrington R.F. Field computation by moment methods. New York: IEEE Press, 1993. 240 p.

Сведения об авторах

Орлов Е.Е., аспирант кафедры радиофизики и Белорусского государственного университета, м.н.с. НИЛ 1.7 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Синькевич Е.В., с.н.с. НИЛ 1.7 НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Малый С.В., к.ф.-м.н., доцент, декан факультета радиофизики и компьютерных технологий Белорусского государственного университета.

Information about the authors

Arlou Y.Y., PG student of radiophysics and digital media technologies department of Belarusian state university; junior researcher of SRL 1.7 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Sinkevich E.V., Senior Researcher of SRL 1.7 of R&D department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Maly S.V., PhD, associate professor, dean of the faculty of radiophysics and computer technologies of Belarusian state university.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, д. 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-84-38
e-mail: emc@bsuir.by
Орлов Евгений Евгеньевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-84-38
e-mail: emc@bsuir.by
Arlou Yauheni Evgenyevich