

МОДЕЛИ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ В СЛОЖНЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОНИКИ

И. М. Рыбаков

Пензенский государственный университет, Пенза, Россия
rybakov_im@mail.ru

Аннотация. *Актуальность и цели.* Исследование динамических процессов сложных структур является основой при изучении поведения базовых элементов электронной аппаратуры. Проектирование сложных систем электроники обычно требует детального представления основных узлов и деталей. Чтобы выполнить проектирование сложной системы электронной аппаратуры, требуется всестороннее понимание функционирования внутрисистемных процессов. *Материалы и методы.* В настоящее время существует множество решений на основе численного, аналитического и эмпирических подходов. Аналитические методы, в свою очередь, делятся на строгие теоретические и основанные на методе конформных преобразований. Численные методы реализуются с применением программных средств, в основе которых лежат два базовых метода: метод граничных элементов и метод конечных элементов. *Результаты.* На практике же предпочтительней использовать относительно простые модели, так как такие выражения легко встраивать в современные САПР, предназначенные для проектирования электронных устройств. В литературе можно найти сравнение результатов, полученных с помощью вычислений, с экспериментально измеренными значениями. Для практического применения той или иной модели необходимо знать точность ее результатов. *Выводы.* Современные процессоры и ПЛИС работают на высокой частоте, начиная от 100 МГц и выше. На такой частоте время нарастания сигнала будет составлять наносекунды, а большая емкость линии может воспрепятствовать и существенно его увеличить, что приведет к потере бита. Емкость линии сильно влияет на ее импеданс. Не выдержанный импеданс передающей линии может привести к отражению сигнала на ее конце и возврату к передатчику. Это может привести к выходу его из строя, а также к ложным срабатываниям приемника.

Ключевые слова: численный метод, аналитический метод, метод конечных элементов, печатный монтаж, сложные системы, электрические параметры

Для цитирования: Рыбаков И. М. Модели и методы измерения электрических параметров в сложных системах электроники // Надежность и качество сложных систем. 2023. № 2. С. 44–50. doi:10.21685/2307-4205-2023-2-5

MODELS AND METHODS FOR MEASURING ELECTRICAL PARAMETERS IN COMPLEX ELECTRONICS SYSTEMS

I.M. Rybakov

Penza State University, Penza, Russia
rybakov_im@mail.ru

Abstract. *Background.* The study of dynamic processes of complex structures is the basis for studying the behavior of the basic elements of electronic equipment. Designing complex electronics systems usually requires a detailed representation of the main components and parts. To complete the design of a complex electronics system, a comprehensive understanding of the functioning of internal system processes is required. *Materials and methods.* Currently, there are many solutions based on numerical, analytical and empirical approaches. Analytical methods, in turn, are divided into strict theoretical and based on the method of conformal transformations. Numerical methods are implemented using software tools based on two basic methods: the boundary element method and the finite element method. *Results.* In practice, it is preferable to use relatively simple models, since such expressions are easy to embed in modern CAD designed for the design of electronic devices. In the literature one can find a comparison of the results obtained with the help of calculations with experimentally measured values. For the practical application of a particular model, it is necessary to know the accuracy of its results. *Conclusions.* Modern processors and FPGAs operate at a high frequency – starting from 100 MHz and higher. At such a frequency, the rise time of the signal will be nanoseconds, and the large capacitance of the line can prevent and significantly increase it, which will lead to a loss of a bit. Line capacitance

greatly affects its impedance. An unbalanced transmission line impedance can cause the signal to be reflected at the end of the line and returned to the transmitter. This can lead to its failure, as well as to false positives of the receiver.

Keywords: numerical method, analytical method, finite element method, printed wiring, complex systems, electrical parameters

For citation: Rybakov I.M. Models and methods for measuring electrical parameters in complex electronics systems. *Nadezhnost' i kachestvo slozhnykh sistem = Reliability and quality of complex systems*. 2023;(2):44–50. (In Russ.). doi:10.21685/2307-4205-2023-2-5

Введение

Чтобы решить проблему расчета погонной емкости такого объекта, необходимо рассмотреть ее более детально. Микрополосковая линия – несимметричная полосковая линия для передачи электромагнитных волн в воздушной или, как правило, в диэлектрической среде, вдоль двух или нескольких проводников, имеющих форму тонких полосок и пластин [1]. Линии получили название микрополосковые, так как в результате высокой диэлектрической проницаемости подложки ее толщина и поперечные размеры полосы много меньше длины волны в свободном пространстве.

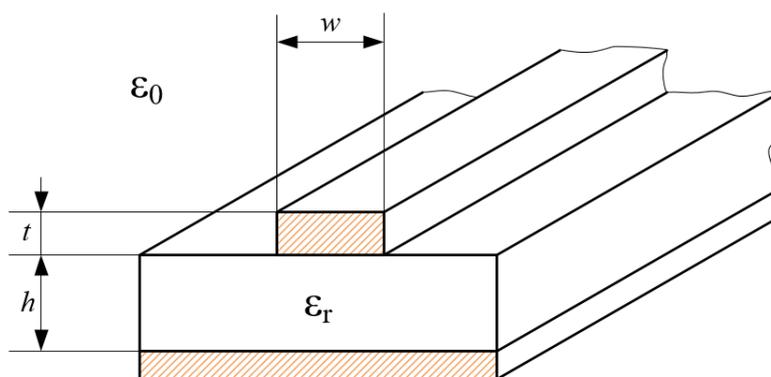


Рис. 1. Поперечное сечение микрополосковой линии

Как видно из рис. 1, конструкция микрополосковой линии чрезвычайно проста: металлический проводник (полоска) шириной w и толщиной t лежит на обеспечивающей прочность и жесткость конструкции подложке толщиной h , выполненной из однородного диэлектрика с относительной проницаемостью ϵ_r и покрытой с внешней стороны слоем металла. Структура поля в линии носит достаточно сложный характер, как показано на рис. 2.

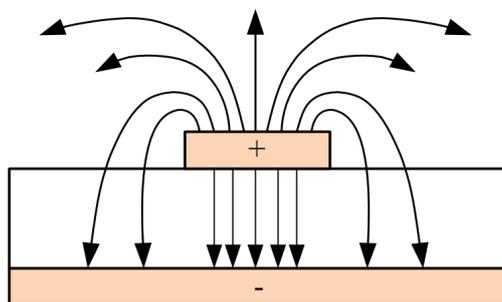


Рис. 2. Структура электрического поля в микрополосковой линии

Теоретический анализ поля в микрополосковой линии усложняется тем, что лишь часть поля концентрируется в заполненном диэлектриком промежутке между полоской и заземленным проводником, а остальная – над и рядом с полоской в воздухе. Поэтому распространяющаяся в линии мода не чистая *ТЕМ*, а *квази-ТЕМ*. С помощью термина «квази-ТЕМ» подчеркивается, что различие в структуре полей, обусловленное присутствием в линии слоистой среды воздух-диэлектрик двух мод, невелико. На низких частотах анализ, выполненный в предположении, что распространяется мода *квази-*

TEM, дает вполне приемлемую точность, однако по мере повышения частоты становятся все более заметными продольные составляющие полей, что сказывается на результатах анализа. В частности, заметно проявляется дисперсия, т.е. волновое сопротивление линии и эффективная диэлектрическая проницаемость начинают зависеть от частоты [2].

Преимущества микрополосковой линии, как и симметричной полосковой, проявляются в полной мере в тех случаях, когда необходимо создать гибридные цепи, состоящие из элементов с сосредоточенными и распределенными параметрами. Всеми достоинствами, присущими симметричной полосковой линии по сравнению с другими линиями передачи, обладает в равной степени и микрополосковая линия, кроме одного. В микрополосковой линии существенно сильнее взаимное влияние между соседними проводниками, что обусловлено более открытой структурой линии и отсутствием симметрии относительно горизонтальной оси (рис. 3, 4).

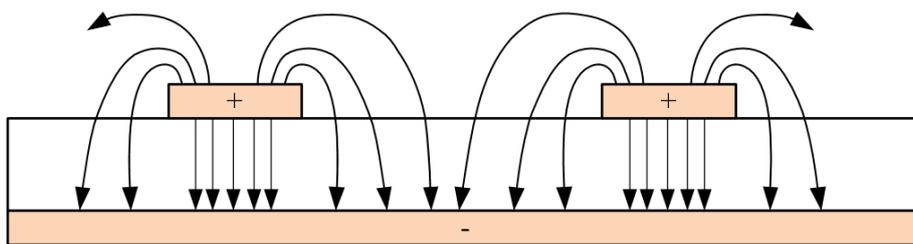


Рис. 3. Электрические поля микрополосковой линии при передаче одинаковых сигналов

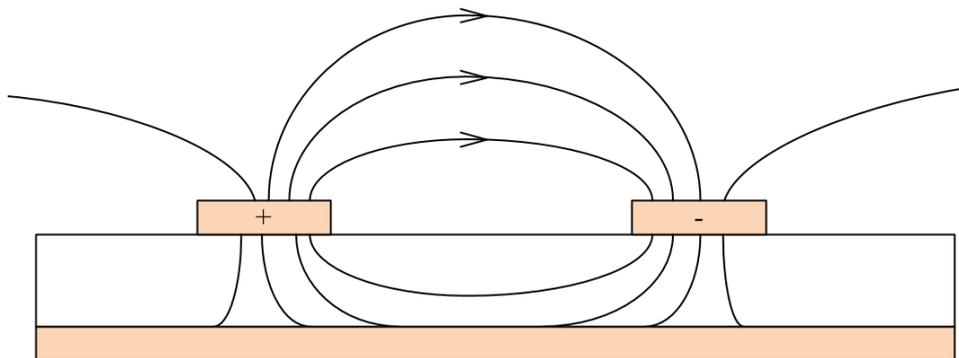


Рис. 4. Электрические поля микрополосковой линии при передаче разных сигналов

При близком расположении соседних линий передачи они попадают в электрическое поле данной линии, что определяет перекрестные помехи из одной линии в другую [3].

Импеданс микрополосковой линии

Импеданс напрямую зависит от электрической емкости. Далее было дано выражение для определения импеданса линии, однако не является полным и пригодным для проведения расчетов, так как не учитывает потери в линии, а также ее эффективную диэлектрическую проницаемость.

Уравнение для емкости микрополосковой линии в общем виде

$$C = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{u_0 Z_0}. \quad (1)$$

Модели определения емкости микрополосковой линии

Пользоваться выражением (1) несколько не удобно, так как в нем никак не фигурируют значения толщины диэлектрика, ширины и длины микрополосковой линии. Поэтому для того, чтобы адекватно рассчитать значение емкости, необходимо применять немного усложненные модели, которые будут описаны ниже.

Также для реальных случаев, когда толщина металла имеет конкретную величину t (1), необходимо вводить значение эффективной ширины микрополосковой линии w_{eff} , которая является поправочным коэффициентом конечной толщины металла для проводника, чтобы учесть увеличение емкости.

Модель Кауппа

Каупп в своей работе [4] приводит экспериментально измеренные значения диэлектрической проницаемости для нескольких видов диэлектриков, параметры которых представлены в табл. 1.

Таблица 1

Значения экспериментально измеренной диэлектрической проницаемости

Тип диэлектрика	Толщина диэлектрика, мм	ϵ_r ($F = 25$ МГц)
G-10 Fiber– Glass-Epoxy	1,5	4,70
G-10 Fiber– Glass-Epoxy	1,12	4,80
G-10 Fiber– Glass-Epoxy	0,2	5,23
Nylon Phenolic	0,5	4,19
Nylon Phenolic	1,4	4,39
Rexolite	1,5	2,89
Воздух	–	1

Опираясь на эти данные, приводится формула для расчета эффективной диэлектрической проницаемости:

$$\epsilon_{eff} = 0,475\epsilon_r + 0,67, \quad (2)$$

где ϵ_r – собственная диэлектрическая проницаемость материала, измеряемая, как правило, на частоте 25 МГц.

Значения поправочного коэффициента для ширины проводника выводятся из формулы определения импеданса:

$$w_{eff} = 0,8w + t, \\ C = 1,43\epsilon_{eff} \frac{1}{\ln\left(5,98 \frac{h}{w_{eff}}\right)}. \quad (3)$$

Модель Шнайдера

В данной модели эффективное значение диэлектрической проницаемости всегда зависит именно от отношения ширины проводника к его высоте w/h и основывается на строгих конформных преобразованиях, поскольку такое отображение отражает угол преломления силовых линий электрического поля на границе между диэлектриком и воздухом. Конформные отображения не будут рассматриваться в данной работе в силу своей сложности и громоздкости, а будут использоваться уже выведенные выражения, что существенно упрощает их понимание и применение. Выражение для определения эффективной диэлектрической проницаемости принимает вид

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-0,5}. \quad (4)$$

Выражение для определения емкости имеет схожий вид с моделью Кауппа, однако строго зависит от отношения w/h . Так, при $w/h \leq 1$ выражение будет иметь вид

$$C = 1,43 \frac{\epsilon_{eff}}{\ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right)}. \quad (5)$$

А при $\frac{w}{h} \geq 1$ выражение сильно отличается и имеет вид

$$C = 0,225\epsilon_{eff} \left[\frac{w}{h} + 2,42 - 0,44 \frac{h}{w} + \left(1 - \frac{h}{w}\right)^6 \right]. \quad (6)$$

Модель Уэллера – Шнайдера

В данном случае используется несколько упрощенная модель в связи с тем, что оригинальная модель Г. Уэллера представляет из себя выражения для определения волнового сопротивления с учетом потерь в линии.

В данной модели не приводятся соотношений для определения эффективной диэлектрической проницаемости, однако, основываясь на предположении Гунстена, график для своей модели использует выражение эффективной диэлектрической проницаемости из модели Шнайдера, т.е. выражение (4).

Выражение эффективной толщины проводника принимает вид

$$w_{eff} = w + \frac{t}{\pi} \ln \left[\frac{4e}{\sqrt{\left(\frac{t}{h}\right)^2 + \left[\frac{1}{\pi \left(\frac{w}{t} + 1,1\right)} \right]^2}} \right], \quad (7)$$

а выражение для емкости:

$$C = \frac{2,85\epsilon_r}{\ln \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{8h}{w_{eff}}\right) \left(\frac{8h}{w_{eff}}\right) + \sqrt{\left(\frac{8h}{w_{eff}}\right)^2 + \pi^2} \right]}. \quad (8)$$

Модель Поха

В данной модели в отличие от вышеперечисленных импеданс вычисляется исходя из расчета емкости микрополосковой линии. Здесь используются численные методы, основанные на спектральном анализе с учетом краевых эффектов. Цель этой модели – получить удобную формулу для расчета, используя обычный карманный калькулятор, поэтому в данном разделе не будут приводиться сложные и громоздкие выражения, а будет приведен лишь конкретный результат. Также стоит отметить, что здесь отсутствуют соотношения для определения поправочного коэффициента w_{eff} , поскольку авторы решили пойти путем нормализации переменных относительно половины ширины микрополосковой линии, что позволило обойтись лишь двумя уравнениями, зависящими от соотношений $\frac{w}{h}$.

Так для $\frac{w}{h} \leq 0,6$:

$$C = \frac{0,707(1 + \epsilon_r)}{\ln \left(\frac{8h}{w} \right) + \frac{1}{16(1 + \epsilon_r)} \left(\frac{w}{h} \right)^2 + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \left[0,041 \left(\frac{w}{h} \right)^2 - 0,454 \right]}, \quad (9)$$

а для $\frac{w}{h} > 0,6$:

$$C = 0,225 \frac{w}{h} + 0,143 \left[\ln \left(\frac{w}{2h} \right) + 1,547 + 1,416\epsilon_r + (1,112 + 0,028\epsilon_r) \frac{h}{w} \right]. \quad (10)$$

Модель Сакураи и Тамару

Данная модель основана на численных методах, учитывающих двумерные эффекты. Однако по заявлению авторов такой метод является весьма сложным и требует много времени для реализации в САД-системах.

Емкость в данной модели определяется весьма простым способом:

$$C = 0,255\epsilon_r \left(1,15 \frac{w}{h} + 2,8 \left(\frac{t}{h} \right)^{0,222} \right). \quad (11)$$

В данной формуле первый член можно рассматривать как вклад от нижней и верхней поверхностей микрополосковой линии, а второй представляет собой величину вклада боковых стенок той же микрополосковой линии.

Модель Кумара

Данная модель предназначена для расчета характеристического импеданса на основе связанных емкостей. Модель, взятая для расчета импеданса, основана на конформных преобразованиях без учета эффективной ширины проводника и имеет вид

$$C = 0,225\epsilon_{eff} \left[\frac{w}{h} + \frac{2\pi}{\ln\left(\frac{4h}{t}\right)} \right]. \quad (12)$$

Выражение для эффективной диэлектрической проницаемости сформулировано эмпирическим путем и имеет вид

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{w}{10t} \right)^{-1}. \quad (13)$$

В дальнейших исследованиях будет проведен сравнительный анализ моделей расчета электрической емкости микрополосковой линии.

Заключение

Чтобы сравнить между собой модели, представленные в работе, необходимо провести расчеты для каждой из них, а также знать реальную величину емкости микрополосковой линии. Также для корректного сравнения необходимо определить процент ошибки каждой модели относительно экспериментальных данных, так как передающая линия электрических схем является важной составляющей в электронной аппаратуре. Во время проектирования электрической схемы, а также после топологии любого высокоскоростного устройства необходимо понимать, что на целостность сигнала существенное влияние оказывает погонная емкость. Неучет этого параметра приведет к нарушению работы устройства в связи с задержками сигнала. Скорость нарастания или спада сигнала будет не соответствовать ожидаемому времени, что приведет к ошибкам при работе с каким-либо приемопередатчиком, процессором или программируемой логической интегральной схемой.

Список литературы

1. Якимов А. Н. Оценка влияния краевых эффектов на излучение микроволновой антенны // Труды Международного симпозиума Надежность и качество. 2020. Т. 1. С. 31–33.
2. Горелов А. А., Дианков С. Ю., Посысаев Е. И. Минимизация состава испытаний радиоэлектронной аппаратуры военного назначения на воздействие апериодических электромагнитных полей // Труды Международного симпозиума Надежность и качество. 2021. Т. 2. С. 41–44.
3. Якимов А. Н. Оценка допустимой погрешности конечно-элементной геометрической модели микроволновой антенны // Труды Международного симпозиума Надежность и качество. 2022. Т. 1. С. 69–71.
4. Тюгашев А. А. Проблемы надежного интеллектуального управления сложными системами в режиме реального времени // Надежность и качество сложных систем. 2020. № 3. С. 28–36. doi:10.21685/2307-4205-2020-3-4

5. Мельничук А. И., Горячев Н. В., Юрков Н. К. К проблеме автоматизированного проектирования антенны Вивальди для излучения сверхширокополосного электромагнитного импульса // Надежность и качество сложных систем. 2021. № 1. С. 87–101. doi:10.21685/2307-4205-2021-1-9
6. Комаров В. А., Сарафанов А. В. Повышение качества наземной экспериментальной отработки бортовой радиоэлектронной аппаратуры систем управления космических аппаратов // Надежность и качество сложных систем. 2022. № 3. С. 61–69. doi:10.21685/2307-4205-2022-3-8
7. Rybakov I. M. Information System for Measuring Thermophysical Parameters of Electronic Appliances Based on Temperature Field Models // 19th Technical Scientific Conference on Aviation Dedicated to the Memory of N. E. Zhukovsky, TSCZh. 2022. P. 50–53. doi:10.1109/TSCZh55469.2022.9802495
8. Godnev A. G., Lysenko A. V., Yurkov N. K. [et al.]. A Technique for Designing a Wide-Band Capacitive Level Gauge for Automated Information and Measurement Petrochemical Accounting Systems // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2020 : proceedings (Moscow, March 11–13, 2020). Moscow, 2020. P. 9067435. doi:10.1109/MWENT47943.2020.9067435

References

1. Yakimov A.N. Evaluation of the influence of edge effects on microwave antenna radiation. *Trudy Mezhdunarodnogo simpoziuma Nadezhnost' i kachestvo = Proceedings of the International Symposium Reliability and Quality*. 2020;1:31–33. (In Russ.)
2. Gorelov A.A., Diankov S.Yu., Posysaev E.I. Minimization of the composition of tests of military electronic equipment for the effects of aperiodic electromagnetic fields. *Trudy Mezhdunarodnogo simpoziuma Nadezhnost' i kachestvo = Proceedings of the International Symposium Reliability and Quality*. 2021;2:41–44. (In Russ.)
3. Yakimov A.N. Estimation of the permissible error of a finite element geometric model of a microwave antenna. *Trudy Mezhdunarodnogo simpoziuma Nadezhnost' i kachestvo = Proceedings of the International Symposium Reliability and Quality*. 2022;1:69–71. (In Russ.)
4. Tyugashev A.A. Problems of reliable intelligent control of complex systems in real time. *Nadezhnost' i kachestvo slozhnykh system = Reliability and quality of complex systems*. 2020;(3):28–36. (In Russ.). doi:10.21685/2307-4205-2020-3-4
5. Mel'nychuk A.I., Goryachev N.V., Yurkov N.K. On the problem of computer-aided design of the Vivaldi antenna for ultra-wideband electromagnetic pulse radiation. *Nadezhnost' i kachestvo slozhnykh system = Reliability and quality of complex systems*. 2021;(1):87–101. (In Russ.). doi:10.21685/2307-4205-2021-1-9
6. Komarov V.A., Sarafanov A.V. Improving the quality of ground-based experimental testing of onboard electronic equipment of spacecraft control systems. *Nadezhnost' i kachestvo slozhnykh system = Reliability and quality of complex systems*. 2022;(3):61–69. (In Russ.). doi:10.21685/2307-4205-2022-3-8
7. Rybakov I.M. Information System for Measuring Thermophysical Parameters of Electronic Appliances Based on Temperature Field Models. *19th Technical Scientific Conference on Aviation Dedicated to the Memory of N.E. Zhukovsky, TSCZh*. 2022;50–53. doi:10.1109/TSCZh55469.2022.9802495
8. Godnev A.G., Lysenko A.V., Yurkov N.K. et al. A Technique for Designing a Wide-Band Capacitive Level Gauge for Automated Information and Measurement Petrochemical Accounting Systems. *Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2020: proceedings (Moscow, March 11–13, 2020)*. Moscow, 2020:9067435. doi:10.1109/MWENT47943.2020.9067435

Информация об авторах / Information about the authors

Илья Михайлович Рыбаков

кандидат технических наук,
доцент кафедры конструирования
и производства радиоаппаратуры,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: rybakov_im@mail.ru

Илья М. Рыбаков

Candidate of technical sciences,
associate professor of the sub-department
of radio equipment design and production,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

**Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов /
The author declares no conflicts of interests.**

Поступила в редакцию/Received 17.03.2023

Поступила после рецензирования/Revised 06.04.2023

Принята к публикации/Accepted 01.05.2023