

Математические модели для расчета значений волнового сопротивления микрополосковых линий передачи

Тенденции развития электроники диктуют необходимость воспроизведения на поверхности печатных плат линий передачи с контролируемым волновым сопротивлением. При этом, для нормального функционирования высокоскоростного изделия на частотах в сотни и тысячи мегагерц рассогласование в значения волнового сопротивления линии передачи и нагрузки не должно превышать 5-10%. В противном случае, будут возникать помехи отражения сигнала, влияющие на его целостность, и, как следствие, на качественное функционирование изделия [1].

Все это послужило толчком к необходимости создания моделей линий передачи для расчета их волнового сопротивления с учетом возможных конструкторско-технологических факторов. Были осуществлены численные эксперименты, на основании которых были выведены зависимости значений волнового сопротивления линий передачи от различных факторов, которые, впоследствии, легли в основу полученных моделей.

Основными линиями передачи, реализуемыми на печатных платах являются: микрополосковая линия, дифференциальная пара. При нанесении на поверхность печатной платы паяльной маски, влагозащитного покрытия, заливочного компаунда, в зависимости от геометрических размеров конструкции, образуется частично заглубленная, либо заглубленная микрополосковая линия передачи. В большинстве случаев все наносимые на поверхность линии передачи технологические материалы имеют различные диэлектрические характеристики, в результате чего образуется кусочно-однородная среда. Расчет значения эффективной диэлектрической проницаемости для кусочно-однородной среды является сложной математической задачей. Кроме того, подтравы печатных проводников вносят изменения в геометрические размеры проводников, в результате чего изменяются электрофизические параметры линии передачи. В те времена, когда ширина печатных проводников составляла 150-200 мкм и частоты, на которых функционировали изделия составляли десятки и сотни мегагерц, подтравы печатных проводников можно было пренебрегать. Сейчас, когда ширина проводников сопоставима с их толщиной и составляет 40-60 мкм и менее, а частоты возросли до десятков гигагерц, подтравы проводников оказывают влияние на характеристики линии передачи и их необходимо учитывать.

В случае с дифференциальной парой, расположенной на поверхности печатной платы, на значение дифференциального полного сопротивления кроме геометрических размеров проводников, диэлектрических слоев и свойств последних, будут также влиять факторы, определяющие дифференциальное полное сопротивление пары с сечениями других типов.

Задача разработчика современной быстродействующей аппаратуры, функционирующей на частотах в десятки гигагерц – спроектировать работоспособное изделие с учетом современных технологий производства и особенностей передачи сигналов с использованием различных типов линий передачи. В этой связи, вытекает необходимость в использовании современных методик расчета, учитывающих влияние значительно большего, чем учитывалось ранее, количества факторов.

Рассмотрим существующие на сегодняшний день методы расчета и определения значений основного электрофизического параметра линии передачи – волнового сопротивления.

1. Расчет по методу Ю.Я. Йоссея [2]. Данный метод предназначен для расчета электрической емкости – первичного электрофизического параметра, зная который можно вычислить значение волнового сопротивления. Особенности метода:
 - Задача может быть решена в случае, если известна функция преобразования (из справочной литературы);
 - Метод применим только для решения электростатических задач;
 - Метод применим только для однородных диэлектрических сред. Кусочно-однородные среды могут быть рассчитаны только в отдельных частных случаях;
 - Исходная система электродов должна быть представлена в виде некоторой модели, содержащей бесконечно тонкие элементы;
2. Расчет с использованием формул стандарта IPC-2141A [3]. Международный стандарт IPC-2141 «Руководство по конструированию высокоскоростных печатных плат с контролируемым волновым сопротивлением» является одним из основных документов, требованиями которого европейские разработчики руководствуются при проектировании цифровой быстродействующей аппаратуры. Формулы из стандарта IPC-2141A – аналитические выражения, полученные эмпирическим путем для расчета нескольких вариантов микрополосковых линий передачи (открытая микрополосковая линия, микрополосковая линия в диэлектрике, между пластинами заземления и т.д.), дифференциальных пар с различным расположением проводников. Формулы, приведенные в стандарте IPC оперируют со значениями эффективной диэлектрической проницаемости среды, которые, как предполагается, нужно рассчитывать отдельно. Как уже упоминалось ранее, расчет эффективной диэлектрической проницаемости среды является сложной математической задачей. Кроме того, приведенные в стандарте IPC-2141A формулы, как и формулы, указанные в других регламентирующих документах, не содержат информации об учете влияния подплат печатных проводников на электрофизические параметры линий передачи.
3. Расчет с использованием автоматизированных программных средств, калькуляторов волнового сопротивления. На сегодняшний день на рынке представлено достаточное количество программных средств, позволяющих осуществлять расчет значения волнового сопротивления различных конфигураций линий передач. Однако, большинство из них не учитывает влияние многообразия факторов на значение волнового сопротивления, ограничиваясь размерами проводников, толщиной и диэлектрической проницаемостью подложки.

Для определения точности расчета каждым методом его необходимо сравнить либо с реальными измерениями (при наличии точных измерительных приборов и тестовых плат, погрешность которых не повлияет на результаты расчетов), либо проведя вычислительный эксперимент.

Были произведены численные эксперименты, в результате которых было установлено влияние различных факторов, как конструкторских, так и производственных на значение основного электрофизического параметра линии передачи – волнового сопротивления. В результате проведенных экспериментов была выявлена степень влияния различных факторов на значение волнового сопротивления. На основании полученных данных были построены математические модели для расчета значений волнового сопротивления в каждом из конкретных случаев.

Волновое сопротивление Z линии связи, в которой существует Т-волна, определяется выражением

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{C}}, \quad (1)$$

где L – погонная индуктивность,
 C – погонная емкость,
 μ – абсолютная магнитная проницаемость среды,
 ϵ – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды.

Таким образом, если считать материалы линии передачи немагнитными, т.е. абсолютная магнитная проницаемость равна магнитной постоянной, то для определения волнового сопротивления линии достаточно знать ее погонную емкость и абсолютную диэлектрическую проницаемость среды.

Расчёт электрической ёмкости представляет весьма сложную физико-математическую задачу. В инженерной практике используются справочные данные, готовые программные продукты, но, как правило, крайне редко самостоятельно решаются новые задачи по определению ёмкости. Если эта задача нетривиальная, то она является предметом научного исследования.

Все методы расчета электрической ёмкости можно классифицировать следующим образом:

- строгие аналитические методы;
- аналитические методы на основе метода конформных преобразований (МКП);
- численный метод граничных элементов (МГЭ);
- численный метод конечных элементов (МКЭ).

Первые два метода относятся к аналитическим, последующие - численные методы, требуют при реализации программных средств.

Строгие аналитические методы основаны на строгом решении уравнений электростатического поля (уравнений Лапласа или Пуассона). Задача решается только для тривиальных случаев (однородная среда и простейшая форма электродов в виде пластин, ёмкости между двумя шарами или цилиндрами и т.п.). В результате получают некоторую аналитическую формулу, которую можно использовать.

Метод конформных преобразований применим при расчете емкостей в плоскопараллельных системах, состоящих из двух или более проводников. В основе метода лежит свойство емкости сохранять неизменным свое значение при конформных преобразованиях указанных систем [2]. Метод конформных преобразований применим для расчета только однородных диэлектрических сред. Кусочно-однородные среды могут быть рассчитаны только в отдельных частных случаях. Кроме того, данный метод оперирует с пластинами, в связи с чем рассматриваемая система должна быть представлена в виде бесконечно тонких пластин.

Таким образом, аналитические методы расчета электрической емкости линий передачи неприменимы для определения электрофизических параметров при работе с кусочно-однородными средами. В случае, когда существует необходимость расчета электрической емкости кусочно-однородных сред, оптимальным, как правило, является использование численных методов расчета электрической емкости.

При проведении исследований в качестве инструмента исследований был использован программный комплекс ELCUT [4], реализующий моделирование двумерных электростатических полей на основе метода конечных элементов.

Метод конечных элементов является одним из самых мощных методов, пригодных для анализа самых разнообразных технических и научных задач. Он основан на разбиении всей расчетной области (двухмерной или трехмерной) на конечные элементы. Причем,

чем мельче эти элементы, тем точнее описание процессов и явлений, но тем больше затраты вычислительных ресурсов.

В качестве методической основы проведенных экспериментов был использован метод Бокса-Уилсона теории планирования эксперимента [5]. Блок-схема метода планирования эксперимента Бокса-Уилсона приведена на рис. 1.

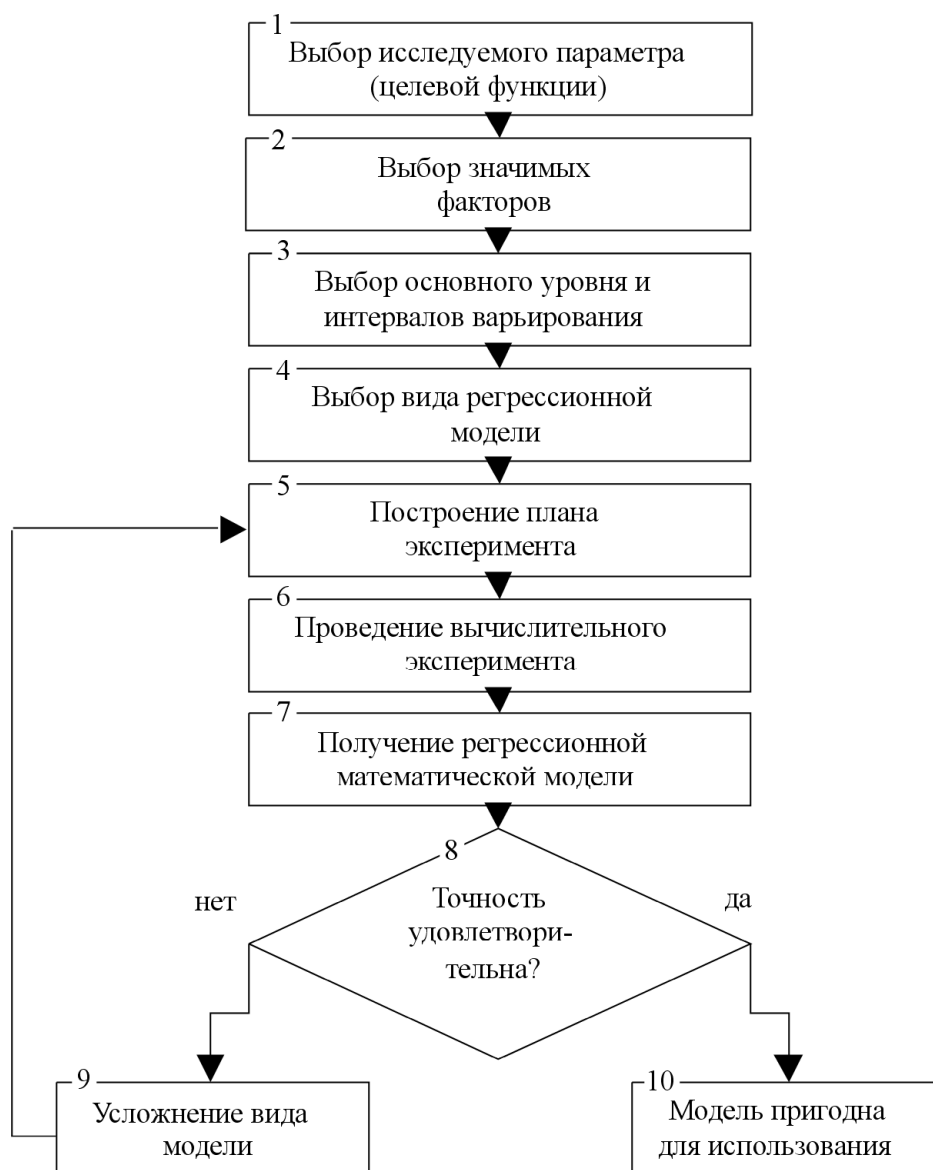


Рис. 1. Блок-схема планирования эксперимента

В рамках проведенных работ были созданы регрессионные математические модели, с помощью которых возможен более точный расчет значений волнового сопротивления линий передачи с учетом множества факторов. Далее приведены результаты проведенных работ для различных видов линий передачи.

1. Дифференциальная пара.



Рис. 2. Сечение исследуемой микрополосковой дифференциальной пары: 1, 2 – дифференциальная пара, 3 – одиночный проводник

Анализ дифференциальной пары (рис. 2.) позволил выявить факторы, влияние которых следует исследовать, эти факторы и их натуральные значения на уровнях приведены в табл. 1. Многие из этих факторов никак не учтены в формулах расчета дифференциального полного сопротивления, например, приводимых в стандартах IPC.

Учитывая, что дифференциальное полное сопротивление, как правило, должно составлять 100 Ом, была проведена предварительная серия опытов с целью подбора нулевых уровней факторов. Дифференциальное полное сопротивление при выбранных нулевых уровнях факторов составляет 101,5 Ом. Для того, чтобы можно было сопоставить влияние различных факторов, все интервалы варьирования, в соответствии с методом Бокса-Уилсона теории планирования эксперимента, были приняты равными 50% от значения на нулевом уровне.

Таблица 1

Факторы, влияние которых исследовалось. Натуральные значения факторов на уровнях приведены в микрометрах, кроме факторов x_2 , x_8 , x_{10}

| Кодовое обозначение фактора | Условное обозначение фактора | Название фактора | Натуральные значения факторов на уровнях | | | Учет влияния фактора в формулах IPC-2141A |
|-----------------------------|------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------|------|------|-------------------------------------------|
| | | | -1 | 0 | +1 | |
| x_1 | $h_{\text{подл}}$ | толщина подложки | 150 | 300 | 450 | да |
| x_2 | $\epsilon_{\text{подл}}$ | диэлектрическая проницаемость подложки | 2 | 4 | 6 | да |
| x_3 | $h_{\text{пров}}$ | толщина проводников | 17,5 | 35 | 52,5 | да |
| x_4 | w_1 | ширина проводника 1 | 150 | 300 | 450 | учитываются, но $w_1 = w_2$ |
| x_5 | w_2 | ширина проводника 2 | 150 | 300 | 450 | |
| x_6 | s_{12} | зазор между проводниками 1 и 2 | 200 | 400 | 600 | да |
| x_7 | $h_{\text{п.м}}$ | толщина паяльной маски | 17,5 | 35 | 52,5 | нет |
| x_8 | $\epsilon_{\text{п.м}}$ | диэлектрическая проницаемость паяльной маски | 1,75 | 3,5 | 5,25 | нет |
| x_9 | $h_{\text{вл}}$ | толщина влагозащитного покрытия | 35 | 70 | 105 | нет |
| x_{10} | $\epsilon_{\text{вл}}$ | диэлектрическая проницаемость влагозащитного покрытия | 1,75 | 3,5 | 5,25 | нет |
| x_{11} | s_{23} | зазор между проводниками 2 и 3 | 400 | 800 | 1200 | нет |
| x_{12} | w_3 | ширина проводника 3 | 150 | 300 | 450 | нет |
| x_{13} | $s_{1п}$ | зазор между проекцией проводника 1 на полигон заземления и краем полигона заземления | 400 | 800 | 1200 | нет |
| x_{14} | $s_{\text{отв-п}}$ | расстояние от края отверстия до края полигона заземления | 500 | 1000 | 1500 | нет |
| x_{15} | $d_{\text{отв}}$ | диаметр отверстия | 1000 | 2000 | 3000 | нет |

На рис. 3. построена диаграмма линейных эффектов. Качественный анализ результатов позволяет сделать следующие выводы:

- влияние всех факторов, за исключением зазора между проекцией проводника 1 на полигон заземления и краем полигона заземления, не противоречит физическому смыслу. Предположительно, неверный знак линейного эффекта именно этого фактора объясняется погрешностью расчетов и малым влиянием фактора;
- как и ожидалось, наиболее сильное влияние на дифференциальное полное сопротивление оказывают толщина и диэлектрическая проницаемость подложки,

ширина проводников 1 и 2 зазор между ними, причем все эти факторы учтены в известных расчетных формулах;

- большее значение линейного эффекта w_1 , чем w_2 объясняется тем, что волновое сопротивление второй линии меньше из-за наличия рядом с ней третьего проводника;
- следует обратить внимание на то, что влияние таких ранее неучтенных факторов, как диэлектрическая проницаемость паяльной маски, диэлектрическая проницаемость и толщина влагозащитного покрытия, расстояние до соседнего проводника одиночной линии, оказалось весьма значительным;
- расчеты показали, что ряд факторов: ширина проводников соседней одиночной линии, расстояние от края отверстия до края полигона заземления и диаметр отверстия не оказывают существенного влияния на волновое сопротивление.

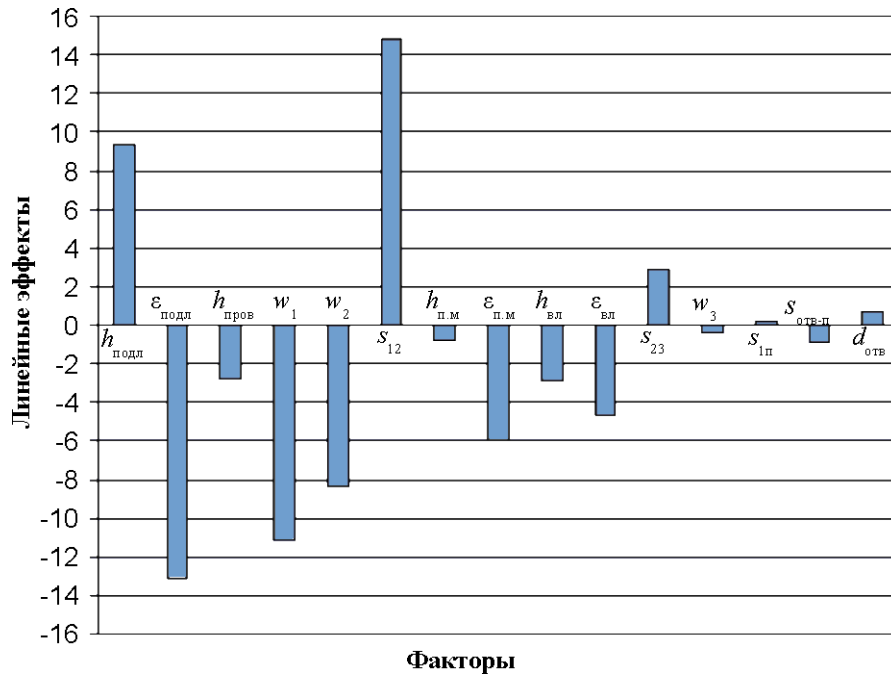


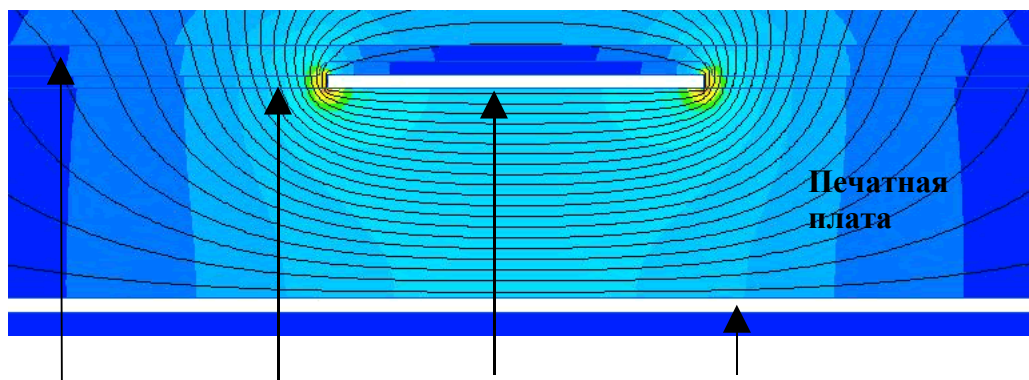
Рис. 3. Диаграмма линейных эффектов, усредненных по результатам двух серий опытов

Рассчитанные линейные эффекты позволяют существенно уточнить формулу для определения дифференциального полного сопротивления, приведенную в стандарте IPC-2141. Уточненная формула имеет следующий вид:

$$Z_{\text{диф}} = \frac{174,0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{подл}} + 1,41}} \ln\left(\frac{5,98h}{0,8w+t}\right) \left(1 - \exp\left(-\frac{0,96s}{h}\right)\right) - 0,79 \frac{h_{\text{п.м.}} - 35}{17,5} - 5,99 \frac{\varepsilon_{\text{п.м.}} - 3,5}{1,75} - 2,87 \frac{h_{\text{вл}} - 70}{35} - 4,67 \frac{\varepsilon_{\text{н.м.}} - 3,5}{1,75} + 2,83 \frac{s_{23} - 800}{400} - 0,42 \frac{w_3 - 300}{150} - 0,90 \frac{s_{\text{отв-п}} - 1000}{500} + 0,68 \frac{d_{\text{отв}} - 2000}{1000} - 24,26 \quad (2)$$

2. Микрорисковая линия передачи в кусочно-неоднородной среде.

В рамках анализа микрорисковой линии передачи в кусочно-однородной среде рассматривалась конструкция, приведенная на рис. 4. Факторы, влияние которых на значение волнового сопротивления оценивалось, их значения и область определения приведены в табл. 2.



Влагозащитное покрытие Паяльная маска Проводник Слой возвратных токов

Рис. 4. Модель микрополосковой линии передачи

Таблица 2

Факторы, влияние которых исследовалось

| | Факторы | Области определения факторов, охватывающие все применения | | Основной уровень | Интервалы варьирования | |
|---|------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------|------|------------------|------------------------|-------|
| | | мин | макс | | -1 | +1 |
| 1 | Толщина подложки $h_{\text{подл}}$, мм | 0,012 | 2 | 0,3 | 0,2 | 0,4 |
| 2 | Диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_{\text{подл}}$ | 2 | 6 | 4 | 3 | 5 |
| 3 | Ширина проводника W , мм | 0,025 | 2 | 0,3 | 0,2 | 0,4 |
| 4 | Толщина проводника $h_{\text{пров}}$, мм | 0,005 | 0,3 | 0,036 | 0,018 | 0,054 |
| 5 | Толщина паяльной маски $h_{\text{пм}}$, мм | 0,01 | 0,25 | 0,03 | 0,01 | 0,05 |
| 6 | Диэлектрическая проницаемость паяльной маски $\epsilon_{\text{пм}}$ | 2 | 5 | 3 | 2,5 | 3,5 |
| 7 | Толщина влагозащитного покрытия $h_{\text{вл}}$, мм | 0,01 | 0,5 | 0,1 | 0,075 | 0,125 |
| 8 | Диэлектрическая проницаемость влагозащитного покрытия $\epsilon_{\text{вл}}$ | 2 | 7,8 | 2,5 | 2 | 3 |

С учетом коэффициентов регрессии, выбранного основного уровня факторов и интервалов варьирования были получены формулы для расчета удельного волнового сопротивления и удельного времени задержки сигнала в линии передачи:

$$Z_0 = 99,4244 + 112,1483h_{\text{подл}} - 6,5491\epsilon_{\text{подл}} - 94,9184W - 84,2191h_{\text{пров}} - 24,9318h_{\text{пм}} - 0,8906\epsilon_{\text{пм}} - 14,8034h_{\text{вл}} - 1,2677\epsilon_{\text{вл}} \quad (3)$$

$$t_{pd} = 3,1247 + 0,6453h_{\text{подл}} - 0,5707\epsilon_{\text{подл}} - 0,2443W - 1,8883h_{\text{пров}} - 2,1333h_{\text{пм}} - 0,0773\epsilon_{\text{пм}} - 1,0697h_{\text{вл}} - 0,1021\epsilon_{\text{вл}} \quad (4)$$

3. Микрополосковая линия передачи в кусочно-неоднородной среде с учетом подтравов печатных проводников.

Была рассмотрена модель микрополосковой линии передачи, представленная на рис. 5. По сравнению с моделью, рассмотренной в предыдущем пункте, данная модель

линии передачи дополнительно учитывает влияние заливочного компаунда и подтравов печатных проводников на волновое сопротивление линии передачи. Подтравы печатных проводников были смоделированы путем варьирования ширины верхней и нижней поверхности проводника. Подобное варьирование позволило рассмотреть основные возможные формы подтравов печатных проводников. Факторы, влияние которых на значение волнового сопротивления оценивалось и их область определения приведены в табл. 3.

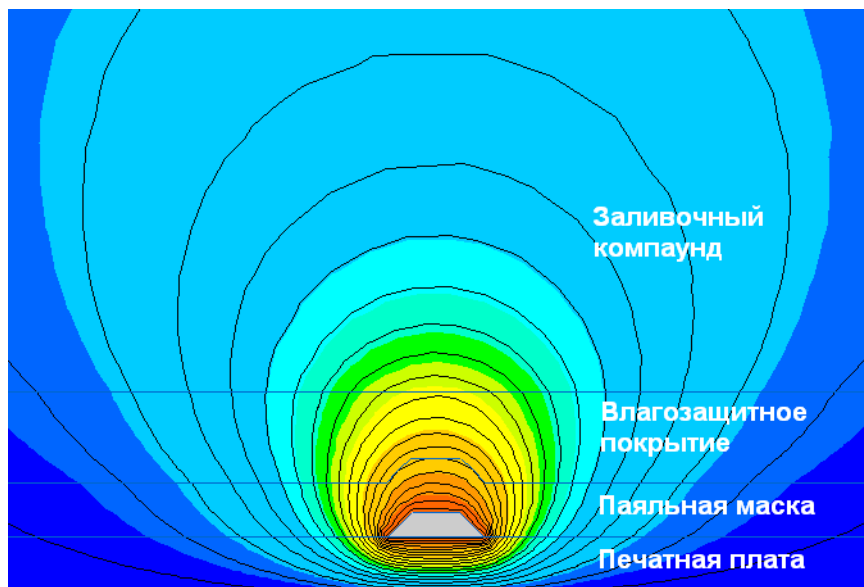


Рис. 5. Сечение рассматриваемой микроволосковой линии передачи.

Таблица 3

Факторы и их область определения

| № | Условное обозначение | Название фактора | Минимальное значение | Максимальное значение |
|----|--------------------------|-------------------------------------------------------|----------------------|-----------------------|
| 1 | w_1 | Ширина верхней поверхности печатного проводника, мкм | 40 | 80 |
| 2 | w_2 | Ширина нижней поверхности печатного проводника, мкм | 40 | 80 |
| 3 | $\epsilon_{\text{подл}}$ | Диэлектрическая проницаемость стеклотекстолита | 4,3 | 4,7 |
| 4 | $h_{\text{подл}}$ | Толщина стеклотекстолита между слоями, мкм | 50 | 150 |
| 5 | $h_{\text{пров}}$ | Толщина печатного проводника, мкм | 20 | 40 |
| 6 | $\epsilon_{\text{вл}}$ | Диэлектрическая проницаемость влагозащитного покрытия | 3 | 5 |
| 7 | $h_{\text{вл}}$ | Толщина влагозащитного покрытия, мкм | 25 | 75 |
| 8 | $h_{\text{пм}}$ | Толщина паяльной маски, мкм | 25 | 45 |
| 9 | $\epsilon_{\text{пм}}$ | Диэлектрическая проницаемость паяльной маски | 3 | 5 |
| 10 | $\epsilon_{\text{зк}}$ | Диэлектрическая проницаемость заливочного компаунда | 2 | 6 |
| 11 | $h_{\text{зк}}$ | Толщина слоя заливочного компаунда, мкм | 2000 | 4000 |

В результате исследования была установлена степень влияния различных факторов на волновое сопротивление линии передачи (рис. 6):

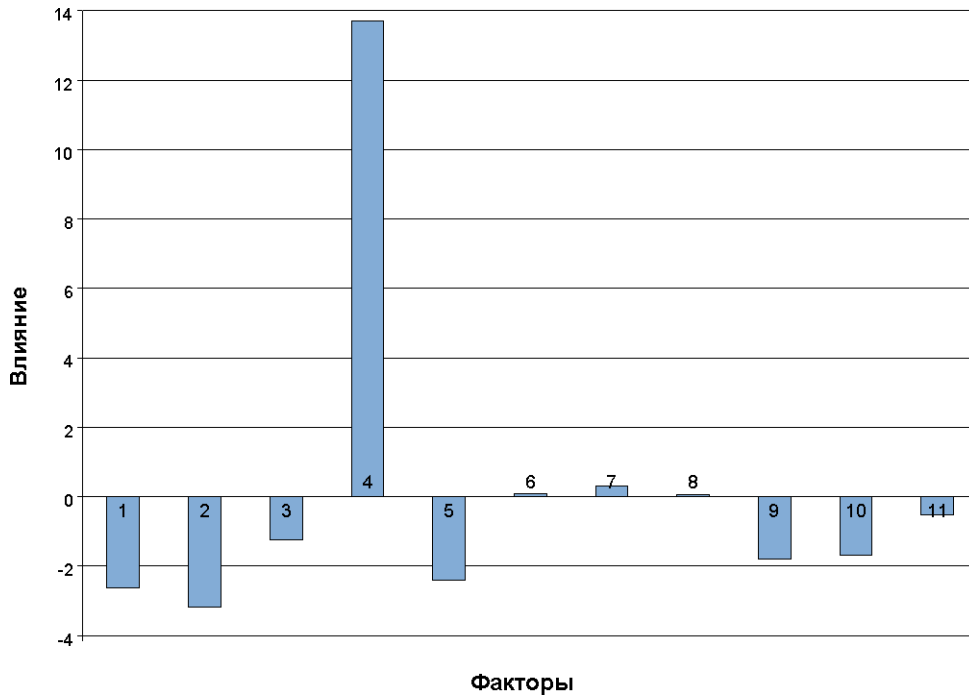


Рис. 6. Влияние различных факторов на значение волнового сопротивления микрополосковой линии передачи (обозначение факторов соответствует табл. 3)

Влияние факторов было выражено в виде модели микрополосковой линии передачи.

$$\begin{aligned}
 Z = & 60,88 - 2,64038 \frac{x_1 - 60}{20} - 3,18006 \frac{x_2 - 60}{20} - 1,24713 \frac{x_3 - 4,5}{0,2} + 13,70188 \frac{x_4 - 100}{50} - \\
 & - 2,40806 \frac{x_5 - 30}{10} + 0,071812 \frac{x_6 - 4}{1} + 0,293625 \frac{x_7 - 50}{25} + 0,069812 \frac{x_8 - 35}{10} - \\
 & - 1,78444 \frac{x_9 - 4}{1} - 1,69881 \frac{x_{10} - 4}{2} - 0,53637 \frac{x_{11} - 3000}{1000},
 \end{aligned} \quad (5)$$

где Z – волновое сопротивление микрополосковой линии передачи, Ом;
 x_1-x_{11} – натуральные значения факторов.

Как видно из результатов проведенных численных экспериментов, в полученной математической модели присутствуют значения линейных эффектов, свидетельствующие о незначительном влиянии ряда факторов на значение волнового сопротивления микрополосковой линии передачи. Это: параметры влагозащитного покрытия (диэлектрическая проницаемость и ее толщина) и толщина паяльной маски. Для упрощения полученной математической модели, поскольку влияние данных факторов незначительное, как видно из рис. 6, ими можно пренебречь в рамках рассматриваемой модели линии передачи. Конечный вид математической модели микрополосковой линии передачи, учитывающий влияние различных конструкторско-технологических факторов, приведен ниже:

$$\begin{aligned}
 Z_0 = & 60,88 - 2,64 \frac{w_1 - 60}{20} - 3,18 \frac{w_2 - 60}{20} - 1,24 \frac{\varepsilon_{cm} - 4,5}{0,2} + 13,7 \frac{h_{cm} - 100}{50} - \\
 & - 2,4 \frac{h_{nm} - 30}{10} - 1,78 \frac{\varepsilon_{nm} - 4}{1} - 1,69 \frac{\varepsilon_{зк} - 4}{2} - 0,53 \frac{h_{зк} - 3000}{1000}
 \end{aligned} \quad (6)$$

Полученные математические модели позволяют рассчитывать значения электрофизических параметров различных линий передачи в печатных платах с учетом особенностей любых технологических процессов производства печатных плат с минимальной погрешностью. Это позволяет конструкторам и разработчикам электронной аппаратуры, зная особенности применяемых технологий производства печатных плат проектировать высокочастотные миниатюрные радиоэлектронные изделия с функциональными характеристиками, максимально близкими к заданным.

Литература

1. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. – 616 с.
2. Иоссель Ю.Я., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчет электрической емкости. – Л.: «Энергия», 1969. – 240 с.
3. IPC-2141 «Руководство по конструированию высокоскоростных печатных плат с контролируемым волновым сопротивлением» Design Guide for High-Speed Controlled Impedance Circuit Boards. – 64 с.
4. ELCUT. Моделирование двумерных полей методом конечных элементов. Версия 5.2. ПК «ТОР», Санкт-Петербург, 2005.
5. Адлер Ю.П., Маркова Е.В., Грановский Ю.В. Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий. – М.: Наука, 1971. – 283 с.