

Численное моделирование линий передачи на полупроводниковой подложке миллиметрового диапазона

Рассмотрены численные двумерные модели, основанные на решении уравнения Лапласа и волнового уравнения, позволяющие получить распределения электрических полей и напряжений в линии передачи на полупроводниковой подложке. Проведен анализ параметров и характеристик отрезков линий передачи на полупроводниковой подложке миллиметрового диапазона длин волн. Рассчитаны отрезки линии с различной топологией, использующиеся в качестве согласующих элементов в преобразовательных цепях, выполненных в виде монолитных интегральных схем.

The numerical two dimension models based on the decision of Laplace's equation and the wave equation are considered, which are allowing to receive distributions of electric fields and voltage by transmission lines on a semi-conductor substrate. The analysis of parameters and characteristics of microwave transmission lines on a semi-conductor substrate is carried out. The transmission lines with the various topology are designed. Those lines are used as agreeing elements in the transforming components of the monolithic integrated circuits.

Введение

Проектирование монолитных интегральных схем (МИС) миллиметрового диапазона длин волн связано как с анализом параметров активных компонентов, так и моделированием параметров линий связи (передачи). В гибридных и монолитных интегральных схемах чаще всего применяются микрополосковые линии передачи (МПЛ). В современных МИС применяются линии со сложной топологией и многослойные структуры, в том числе на полупроводниковой подложке. Методы расчета МИС сочетают использование моделей различного уровня сложности. При этом расчет электрических параметров и выходных характеристик во временной или частотной области часто связан с пакетами программ схемотехнического моделирования, таких, например, как PSpICE, Microwave Office и др. Входными параметрами моделей пассивных компонентов в таких системах являются, как правило, схемотехнические параметры, интегрально описывающие линии. Для отрезков линий с потерями это волновое сопротивление, электрическая длина линии, коэффициенты потерь и фазы. Однако, определение этих параметров в случае линий передачи со сложной топологией и многослойных структур, выполненных на полупроводниковой подложке, например, на арсениде галлия или фосфиде индия, весьма затруднено. Кроме того, представляет интерес получение распределений временных характеристик сигналов вдоль линии, особенно для сигналов со сложным спектром и импульсных сигналов. Один из подходов заключается в использовании моделей различного уровня сложности для получения распределений физических величин и интегральных параметров линии. Двумерные модели расчета, основанные на решении уравнений Пуассона, Лапласа и волнового уравнения, дают возможность получения распределений электрического поля и выходных характеристик в приближении ТЕМ-волны. Используя затем процедуры усреднения полученных решений можно получить интегральные параметры линии, такие как волновое сопротивление, постоянная распространения, эффективное значение диэлектрической проницаемости и др.

Анализ моделей микрополосковых линий

Часто в пакетах схемотехнического проектирования используются упрощенные аналитические модели отрезков линий передачи, параметры которых являются результатом измерений и аппроксимаций. Такие модели удобны для анализа и оптимизации конструкций МПЛ, имеющих простую топологию (рис.1) и выполненных на диэлектрической основе. При этом, поскольку не все линии поля замыкаются на проводящие пластины и имеются потери связанные с излучением, используются некоторые эффективные значения диэлектрической проницаемости и топологических параметров. Эффективная диэлектрическая проницаемость может быть определена путем измерения емкости тестовой структуры при воздушном и диэлектрическом заполнении. Тогда ее значение определится как

$$\epsilon_{эфф} = \frac{C_D}{C_B} \cdot$$

Длина волны в волноводе (МПЛ) определится по формуле:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{(\epsilon_{эфф})^{\frac{1}{2}}} = c / f (\epsilon_{эфф})^{\frac{1}{2}},$$

где c – скорость распространения волн в свободном пространстве, f - рабочая частота.

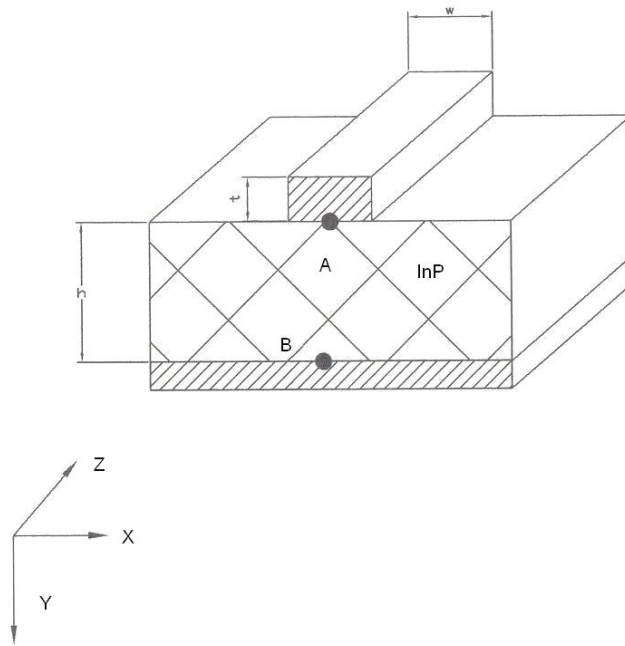


Рис. 1

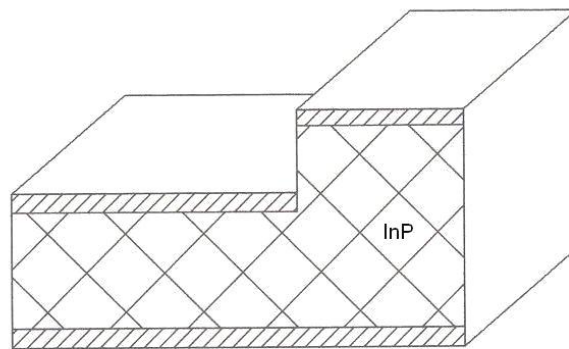


Рис. 2

Формулы для расчета волнового сопротивления и эффективной диэлектрической проницаемости для различных соотношений ширины проводящей (сигнальной) полоски и толщины подложки получены в [1]:

$$\text{для } W/h < 2 \quad Z_0 = (60/\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}) \ln\langle (8h/W) + 32(W/h^2) \rangle,$$

где

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2} + 0,041 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right];$$

$$\text{для } W/h \geq 2 \quad Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}} \frac{1}{\left[W/h + 0,64 \ln\{17,08(W/2h + 0,92)\} \right]},$$

где $\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} (1 + 10(h/W))^{-1/2}$, а ε_r - относительная диэлектрическая проницаемость подложки МПЛ.

Влияние толщины проводящей полоски можно учесть вводя вместо физической ширины W полоски некоторую ее эффективную ширину $W_{эфф}$ [2]:

при $W/h > 1/2\pi$

$$W_{эфф}/h = (W/h) + (t/\pi h) + (t/\pi h)(1 + \ln(2h/t));$$

при $W/h < 1/2\pi$

$$W_{эфф}/h = (W/h) + (t/\pi h)(1 + \ln(4\pi W/t)).$$

При этом предполагается, что $t < h$ и $t < W/2$.

Существенным недостатком приведенной аналитической модели является увеличение погрешности вычислений при моделировании полупроводниковых, а также многослойных структур и структур со сложной топологией. При моделировании МПЛ на полупроводниковой подложке, которые применяются в МИС, необходимо учитывать дополнительные потери в полупроводнике, а также усиливающуюся неоднородность структуры электрического поля, связанную с примесями и поверхностными эффектами на свободной границе полупроводника. Кроме того, картина электрического поля в МПЛ связана с протеканием постоянного тока по сигнальной пластине, поскольку МПЛ в МИС используются также для подачи напряжений питания на активные компоненты, которые входят в состав преобразовательных цепей СВЧ и КВЧ диапазона.

Кроме простых аналитических моделей в настоящее время используется множество подходов к анализу характеристик линий передачи со сложной топологией. В работах [3,4] рассматривается модель в приближении ТЕМ-волн, а также модель со спектральным анализом сигналов, которая связана с определением собственных значений (частот) системы. Поскольку рассматриваются линии передачи со встроенным металлическим полоском в диэлектрической подложке, то потери не учитываются. При этом линия представляется схемной моделью с погонными индуктивностью и емкостью. Для вычисления волнового сопротивления для каждой из составляющих спектра сигнала используется процедура усреднения мощности. Однако, в случае МПЛ на полупроводниковой подложке потери в подложке существенны и ими пренебречь нельзя. Кроме того, применение описанного подхода затруднено из-за сложности получения значений погонных параметров подложки, когда она представляет собой многослойную структуру.

В работах [5,6] анализ моделей линий передачи производится во временной области с применением преобразования Лапласа. Здесь линия также задается погонными параметрами, что чаще всего используется и может быть приемлемо при анализе линий на диэлектрической подложке. Кроме того, при таком подходе сложность заключается в переходе от изображений по Лапласу к функциям времени и выполнения условия существования в области сходимости интеграла Римана, что не всегда выполняется, особенно, когда сигнал описывается сложной функцией или ее аппроксимацией.

Двумерное численное моделирование процессов в микрополосковой линии

Один из способов анализа характеристик МПЛ на полупроводниковой подложке может быть связан с применением двумерных моделей для описания распределений потенциала в плоскости xu , перпендикулярной плоскости распространения сигнала и решении двумерного волнового уравнения для получения распределения сигнала вдоль линии. Для получения параметров МПЛ, используемых для схемотехнического анализа СВЧ цепей, применяются процедуры усреднения электрических полей и токов.

Двумерные уравнения Пуассона и волновое уравнение во временной области представляют собой уравнения в частных производных эллиптического типа. В самом общем случае уравнение в частных производных эллиптического типа записывается в виде:

$$a. \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} - \nabla(b\nabla u) + cu = f$$

где a, b, c – константы, а f – константа или функция.

В зависимости от значений параметров и правой части из приведенного уравнения можно получить уравнения Пуассона и Лапласа.

Для получения распределений потенциала в поперечной к направлению распространения сигнала плоскости xu в самом общем случае необходимо решать уравнение Пуассона для двумерной области:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = -\rho / \epsilon_0 \quad (1)$$

Правая часть уравнения задает распределение объемной плотности заряда. Такой подход необходим, когда сигнальная металлическая полоска образует с полупроводниковой подложкой барьерный контакт. В этом случае при подаче постоянного смещения область пространственного заряда может изменять свойства подложки МПЛ и линия может использоваться как согласующий элемент с электронной подстройкой. Моделирование такой линии представляет отдельную задачу. При использовании МПЛ в цепях питания

такое сочетание функций практически не возможно. В случае МПЛ с омическим контактом металл-полупроводник правая часть уравнения Пуассона (1) принимается равной нулю и решается уравнение Лапласа:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0 \quad (2)$$

Для решения уравнения Лапласа (2) область МПЛ представляется в виде конечных элементов. Выбор метода разбиения обусловлен необходимостью аппроксимации области со сложной конфигурацией. Триангуляция в методе конечных элементов связана с представлением области G в виде совокупности треугольников T_s ($s = 1, 2, \dots, k$) [7].

Искомое решение представляется в виде:

$$A(x, y) = u_1 \phi_1(x, y) + u_2 \phi_2(x, y) + \dots + u_n \phi_n(x, y),$$

где ϕ_i - кусочно-линейные базисные функции, отличные от нуля только на треугольниках, имеющих одной из своих вершин i -й узел. Здесь n равно общему количеству узлов триангуляции. Триангуляция проводится так, что граница сеточной области совпадает с границей расчётной области. Кроме того, сеточные узлы лежат как на внешней границе, так и на линиях раздела различных сред (металл-полупроводник).

При триангуляции используется адаптивная процедура уменьшения шага сетки до достижения заданной точности. При этом сравниваются потенциалы в соседних точках в области с наибольшим значением градиента потенциала.

Для решения уравнения (2) на верхней и нижней границе микрополосковой линии задаются граничные условия Дирихле ($u = 0$). На боковых границах задается условие Неймана ($\frac{\partial u}{\partial n} = 0$), где n - нормаль к этим границам. Аналогичные условия задаются на свободной поверхности подложки в плоскости расположения сигнального полоска.

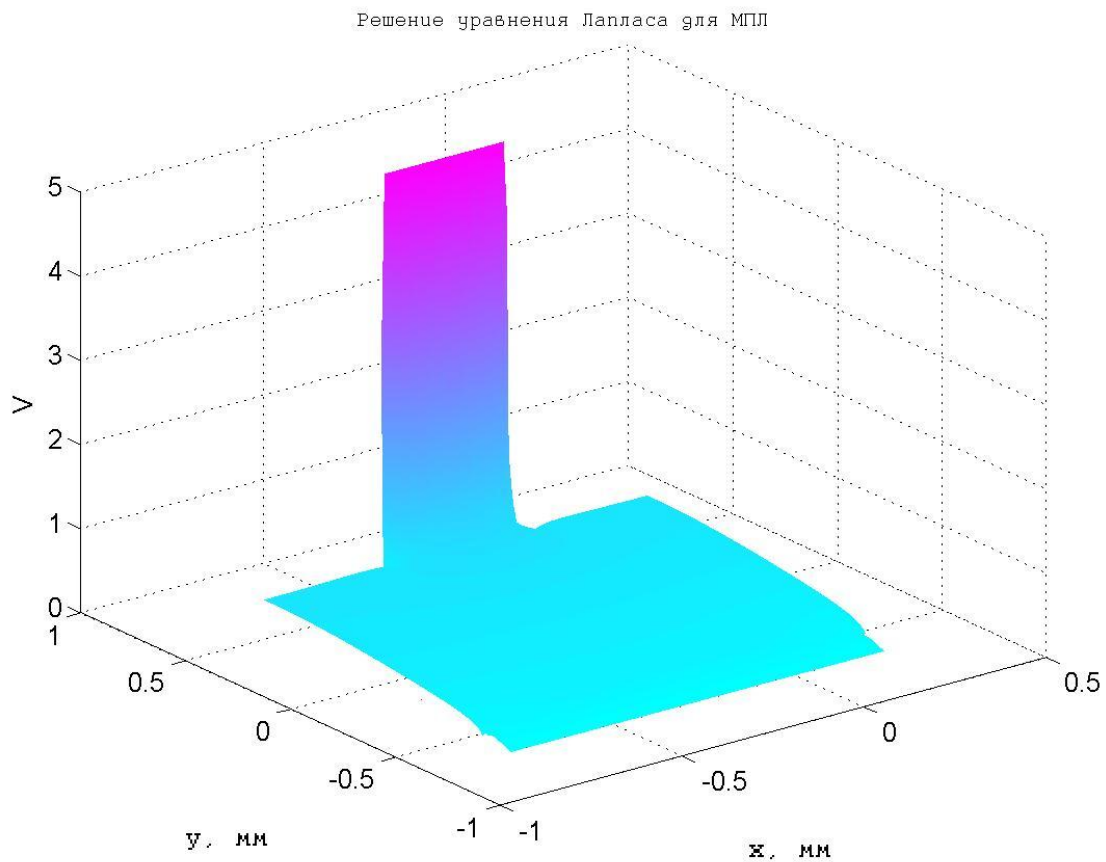


Рис.3

На рисунках 3 и 4 приведены результаты моделирования электрических полей МПЛ на полупроводниковой подложке из фосфида индия при постоянных смещениях на сигнальной пластине как результат решения уравнения Лапласа.

Решение уравнения Лапласа для ступенчатой МПЛ

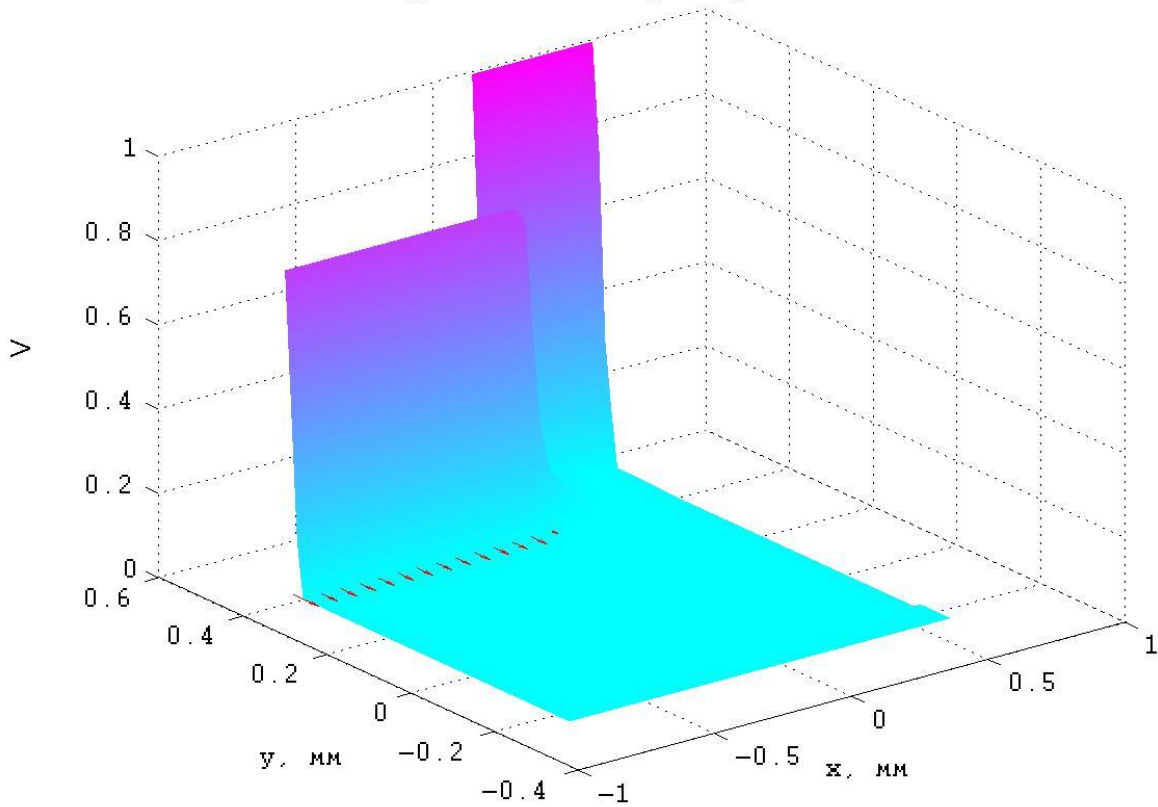


Рис. 4

Полученные результаты показывают, что неоднородности электрического поля локализуются в приповерхностном слое вблизи контакта сигнальной металлической полоски и подложки. Уточнение двумерной модели связано с учетом в приповерхностном слое области пространственного заряда, связанную с искривлением энергетических зон и перераспределением носителей заряда.

При гармоническом воздействии волновое сопротивление находится как отношения модулей комплексных амплитуд напряжения и тока:

$$Z_B = \dot{U}_m / \dot{I}_m .$$

Напряжение \dot{U}_m в простейшем случае может быть найдено как интеграл $\dot{U} = \int_A^B \dot{E}_m dl$ при

известных распределениях напряжённости электрического поля между проводящими полосками микрополосковой линии [8]. Точки А и В (рис. 1) лежат на поверхностях этих полосков. Для получения более точного результата (с учетом краевых эффектов) интегрирование проводится по поверхности с использованием процедуры усреднения.

В этом случае может использоваться также подход, связанный с определением средней мощности:

$$\bar{P} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{s \perp} \left[\dot{E}_m \cdot \dot{H}_m^* \right] ds .$$

Тогда волновое сопротивление определяется, как

$$Z_B = 2 \bar{P} / \dot{I}_m^2 .$$

При расчете суммарного тока в линии необходимо учитывать как ток в проводящей полоске, так и токи утечки через полупроводниковую подложку.

Для получения распределения волн напряжения вдоль линии решается волновое уравнение. Однородное скалярное волновое уравнение имеет вид:

$$\nabla^2 u - \frac{1}{v} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = 0, \quad (3)$$

где $v = 1/\sqrt{\varepsilon_0 \mu \mu_0}$.

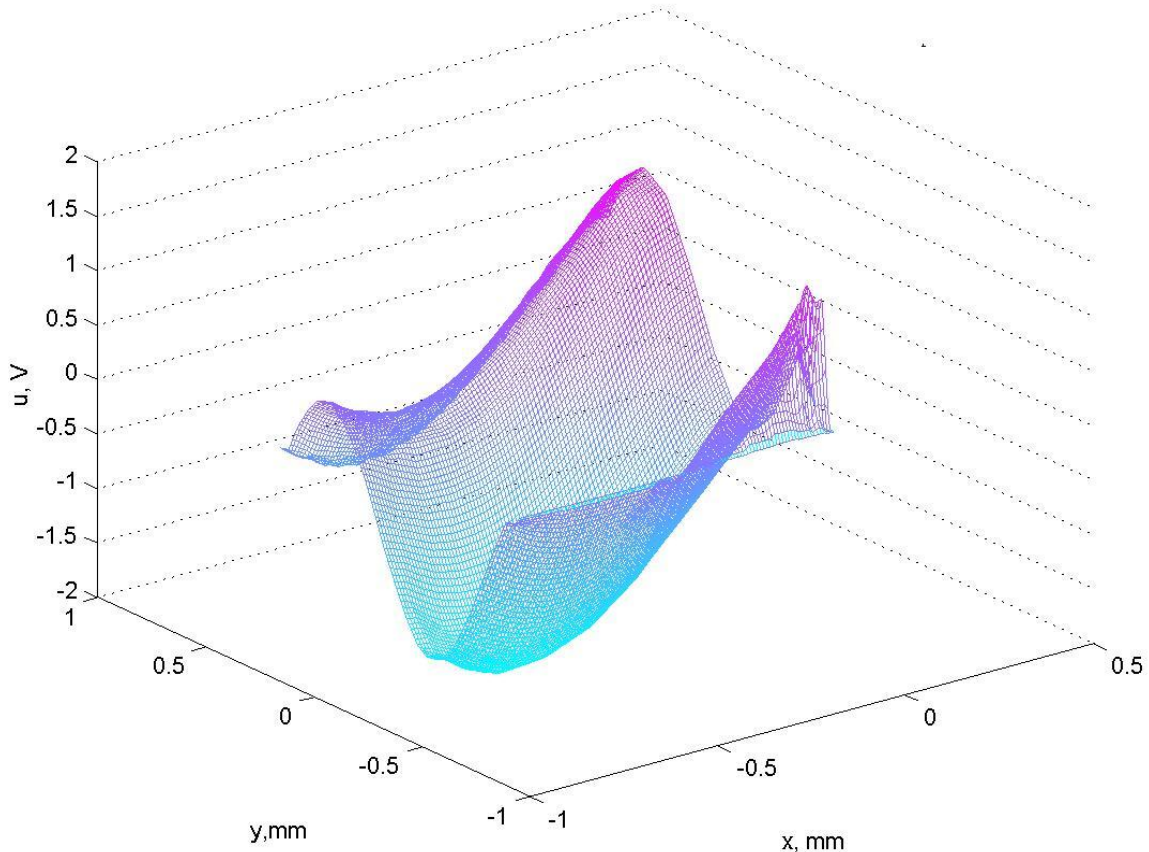


Рис.5

Для расчета использовались процедура дискретизации моделируемой области по методу конечных элементов, аналогичная решению уравнения Лапласа. Система конечно-элементных уравнений сводится к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) с матрицей коэффициентов с диагональным преобладанием ненулевых элементов (к ленточной матрице). В этом случае используется метод решения СЛАУ, известный как LU -преобразование. В случае нерегулярной сетки используется сочетание методов для линейных систем и нелинейных итерационных методов решения конечно-элементных уравнений.

В случае передачи сложных сигналов в линии решается двумерное волновое уравнение в плоскости xy . Пример решения волнового уравнения для сигнала, представляющего собой суперпозицию двух гармонических функций, показан на рис.5.

Выводы

Рассмотрены модели для расчета отрезков микрополосковых линий передачи линий на полупроводниковой подложке, пригодные для анализа многослойных структур и структур со сложной топологией. Предложены модели и алгоритмы расчета параметров и временных характеристик МПЛ, которые позволяют учитывать эффекты неоднородности распределения электрических полей в МПЛ, а также рассчитывать схемотехнические и физико-топологические параметры МПЛ. Полученные параметры МПЛ могут использоваться для уточнения расчетов в аналитических моделях и как входные данные в системах САПР при расчете временных и частотных характеристик преобразовательных устройств, выполненных в виде МИС.

Литература

1. Справочник по расчету и конструированию полосковых устройств / С.И.Захаров, В.И.Вольман, Ю.Н.Либ и др.; Под ред. В.И.Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982.-328 с.
2. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / В.Фуско. Пер. с англ. под ред.В.И.Вольмана.– М.: Радио и связь, 1990.-288 с.
3. L.Carin, K.J.Webb. An Equivalent Circuit Model for Terminated Hybrid-Mode Multiconductor Transmission Lines // IEEE Microwave Theory and Techniques – 1989.-v.37. №11.-P.1784-1783.
4. G-T Lei, G-W Pan, B.Gilbert. Examination, Clarification and Simplification of Modal Decoupling Method for Multiconductor Transmission Line // IEEE Microwave Theory and Techniques – 1995.-v.43. №9.-P.2090-2100.
5. A.Djordjevic. SPICE-Compatible Models for Multiconductor Transmission Lines in Laplace-Transform Domain // IEEE Microwave Theory and Techniques – 1997.-v.45. №5.-P.569-579.
6. M.Celik, A.Cangellaris, A.Yaghmour. An All-purpose Transmission-Line Model for Interconnect Simulation in SPICE // IEEE Microwave Theory and Techniques – 1997.-v.45, №10.-P.1857-1867.
7. В.П.Ильин. Численные методы решения задач электрофизики.– М.: Наука, 1985.-336 с.
8. В.В.Никольский, Т.И.Никольская. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Наука, 1989.-544 с.