

Министерство образования и науки Российской Федерации
Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники

Совершенствование
моделирования и обеспечения
электромагнитной совместимости бортовой
радиоэлектронной аппаратуры
космических аппаратов

Томск
Издательство ТУСУРа
2014

УДК 629.78.052.3:621.391.823+621.391.823.001.57
ББК 39.561.5+32.844
С560

Рецензент

Дмитренко А.Г., профессор кафедры «Исследования операций»
Национального исследовательского Томского государственного
университета, доктор физико-математических наук

**Издание осуществлено за счет гранта Российского
научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе.**

Авторы:

**В.К. Салов, А.М. Заболоцкий, С.П. Куксенко,
П.Е. Орлов, Р.С. Суровцев**

Совершенствование моделирования и обеспечения электро-
С560 магнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры
космических аппаратов : моногр. / В.К. Салов [и др.]. – Томск :
Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2014. –
131 с.

ISBN 978-5-86889-685-9

Рассмотрены актуальные задачи электромагнитной совместимости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов. Представлены результаты исследований по совершенствованию моделирования за счет уменьшения времени решения систем линейных алгебраических уравнений, предложенного алгоритма адаптивного итерационного выбора оптимальной сегментации, нового способа ввода геометрических моделей поперечного сечения многопроводных структур печатных плат. Описаны методика и алгоритм определения частотной зависимости материалов печатных плат на основе резонаторного метода с результатами измерений для двух материалов. Представлена методика предварительного анализа ЭМС модулей бортовой РЭА КА с результатами моделирования различных элементов и устройств печатных плат.

Для инженеров технических специальностей в области проектирования и технологии производства радиотехнических устройств, а также студентов специальности «Радиотехника».

УДК 629.78.052.3:621.391.823+621.391.823.001.57
ББК 39.561.5+32.844

ISBN 978-5-86889-685-9

© Салов В.К., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П.,
Орлов П.Е., Суровцев Р.С., 2014

© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2014

Оглавление

Введение.....	5
1. Актуальные задачи электромагнитной совместимости	
1.1. Уменьшение времени моделирования задач электромагнитной совместимости.....	6
1.1.1. Прямые методы решения системы линейных алгебраических уравнений	6
1.1.2. Итерационные методы решения системы линейных алгебраических уравнений	9
1.1.3. Аппаратные средства ускорения вычислений.....	11
1.1.4. Выбор сегментации	12
1.1.5. Ввод поперечного сечения двумерных структур.....	13
1.2. Учет частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов печатных плат	14
1.3. Обеспечение электромагнитной совместимости элементов радиоэлектронной аппаратуры.....	16
2. Уменьшение времени моделирования задач квазистатики	
2.1. Уменьшение времени решения системы линейных алгебраических уравнений	18
2.1.1. Решение систем с использованием блочного LU-разложения	18
2.1.2. Решение систем линейных алгебраических уравнений итерационным методом с предобуславливанием.....	28
2.1.3. Использование аппаратных средств для ускорения решения системы линейных алгебраических уравнений....	40
2.2. Адаптивный итерационный выбор оптимальной сегментации границ проводников и диэлектриков в задачах электростатики.....	44
2.3. Геометрическое моделирование поперечного сечения многопроводных структур печатных плат с помощью макрокоманд	48
2.3.1. Построение границ прямоугольных проводников.....	48
2.3.2. Построение границ кривыми Безье	51
3. Моделирование частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов печатных плат	
3.1. Важность корректного учета частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов при моделировании задач электромагнитной совместимости	54
3.2. Определение значений диэлектрической проницаемости подложки печатной платы резонаторным методом.....	58

3.2.1. Описание методики	58
3.2.2. Алгоритм вычисления диэлектрической проницаемости из коэффициента отражения резонатора...	60
3.2.3. Результаты измерений, вычисления и аппроксимации	61
4. Совершенствование электромагнитной совместимости элементов бортовой РЭА	
4.1. Методика предварительного анализа ЭМС унифицированных электронных модулей	66
4.1.1. Общие положения методики	66
4.1.2. Структура методики	67
4.1.3. Апробация методики на реальных унифицированных электронных модулях	73
4.2. Исследование микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками	76
4.2.1. Моделирование волнового сопротивления и погонной задержки	76
4.2.2. Микрополосковая линия со стабильной задержкой	80
4.3. Оценка электрофизических параметров трасс печатной платы	83
4.4. Разработка программы для расчета линий передачи с контролируемым импедансом	91
4.5. Оценка перекрестных наводок в печатных платах с помощью коэффициентов связи	97
4.5.1. Двухпроводная линия	97
4.5.2. Четырехпроводная линия	106
4.6. Моделирование соединителей	115
4.6.1. Метод оценки волнового сопротивления	115
4.6.2. Соединитель типа DB-9	116
4.6.3. Соединитель типа DB-25	120
4.6.4. Соединитель типа СНП-393	122
Литература	124

Введение

В настоящее время разработка сложной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) не обходится без предварительного компьютерного моделирования ее работы. Для критичной бортовой РЭА космических аппаратов (КА) актуально моделирование и обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС). Однако моделирование ЭМС отличается особой сложностью. Для быстрого моделирования необходимо выявлять ресурсы ускорения. Для точного и корректного моделирования нужны соответствующие модели электронных компонентов и параметров материалов. Для разработки сложной РЭА целесообразно моделирование ее отдельных элементов. Решение проблем ЭМС проводится с помощью различных видов анализа. В зависимости от содержания задачи и исходных данных используется электродинамический, квазистатический или схемотехнический виды анализа.

В работе рассматриваются актуальные задачи ЭМС (раздел 1), возможности совершенствования квазистатического анализа за счет уменьшения времени решения СЛАУ блочным и итерационным методами, корректной сегментации границ проводников и диэлектриков и разработки новых команд для геометрического моделирования, использования аппаратных средств (раздел 2), приведено моделирование частотной зависимости диэлектрической проницаемости ϵ_r материалов печатных плат (раздел 3), а также описано совершенствование ЭМС отдельных элементов радиоэлектронной аппаратуры (раздел 4).

.....

1. Актуальные задачи электромагнитной совместимости

.....

1.1. Уменьшение времени моделирования задач электромагнитной совместимости

1.1.1. Прямые методы решения системы линейных алгебраических уравнений

Для решения задач электромагнитной совместимости (ЭМС) в зависимости от формулировки задачи и исходных данных используют, как упоминалось выше, электродинамический, квазистатический или схемотехнический виды анализа. Одной из таких задач является вычисление емкостной матрицы произвольных двумерных [1] и трехмерных [2] структур проводников и диэлектриков методом моментов. Решение данной задачи сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) вида

$$\mathbf{S}\boldsymbol{\sigma} = \mathbf{v},$$

где \mathbf{S} — плотная матрица размером $N \times N$, описывающая структуру; $\boldsymbol{\sigma}$ — искомый вектор плотности заряда на проводниковых и диэлектрических границах; \mathbf{v} — вектор заданных напряжений.

Значения элементов матрицы \mathbf{S} вычисляются из исходных параметров структуры, заданной в виде границ между средами [3]. Каждая граница разбивается на сегменты, рост общего количества которых (N) увеличивает точность вычисления.

При использовании прямых методов время решения СЛАУ пропорционально N^3 и может составлять значительную величину [4]. При необходимости высокоточных вычислений границы исследуемой структуры разбивают на как можно большее количество подынтервалов, при этом время вычисления в диапазоне параметров может возрасти до нескольких десятков и даже сотен часов.

При изменении значений параметров в широком диапазоне требуется многократное решение СЛАУ, часто приводящее к еще большим затратам времени. Однако существуют задачи, в которых изменение некоторого исходного параметра приводит не к полному изменению матрицы СЛАУ, а только определенных ее элементов, например задача многократного вычисления матрицы емкостей произвольной системы проводников и диэлектриков при изменении относительной диэлектрической проницаемости (ϵ_r) диэлектриков. При этом меняются только значения элементов главной диагонали подматрицы **D** (рис. 1.1). При использовании блочного метода решения СЛАУ общее время многократных вычислений можно уменьшить, при этом не теряя точности вычислений. Очевидно, что существует множество практических задач, для которых важно ускорение расчетов без потерь точности решения СЛАУ, т. е. использование прямых методов.

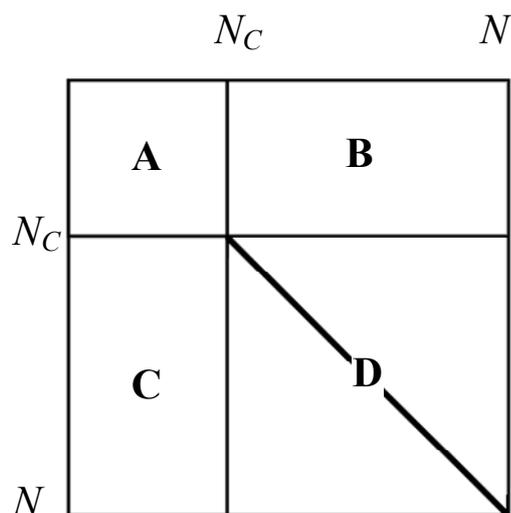


Рисунок 1.1 – Структура матрицы СЛАУ при вычислении емкостной матрицы

Для реализации блочного LU-разложения матрица **S** представлена в виде, показанном на рис. 1.1 [4]. Подматрицы **A** и **D** — квадратные, размером N_C и $(N - N_C)$ соответственно, **B** и **C** — прямоугольные. Видно, что изменение блока **D** приведет к изменению LU-разложения матрицы **S** и, соответственно, вектора решения σ . Алгоритм M -кратного вычисления матрицы емкостей с учетом изменения только элементов блока **D** можно представить следующим образом:

- 1 Для k от 1 до M
- 2 Если $k=1$
- 3 Вычислить элементы матрицы \mathbf{S}_1
- 4 Иначе
- 5 $\mathbf{S}_k = \mathbf{S}_1$
- 6 Вычислить диагональные элементы блока \mathbf{D}_k
- 7 Выполнить LU-разложение матрицы \mathbf{S}_k
- 8 Заполнить матрицу воздействия \mathbf{v}
- 9 Найти матрицу решения $\boldsymbol{\sigma}$ из уравнения $\mathbf{S}_k \cdot \boldsymbol{\sigma}_k = \mathbf{v}$
- 10 Вычислить элементы емкостной матрицы

Матрица \mathbf{S} при блочном LU-разложении представляется в виде произведения двух блочно-треугольных матриц:

$$\mathbf{S} = \mathbf{L}\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{L}_{21} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{11} & \mathbf{U}_{12} \\ \mathbf{0} & \mathbf{U}_{22} \end{bmatrix}, \quad (1.1)$$

где \mathbf{I} — единичная матрица; $\mathbf{0}$ — нулевая матрица.

Матрицы \mathbf{L} и \mathbf{U} вычисляются как

$$\mathbf{U}_{11} = \mathbf{A}, \quad \mathbf{U}_{12} = \mathbf{B}, \quad \mathbf{L}_{21} = \mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}, \quad \mathbf{U}_{22} = \mathbf{D} - \mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}. \quad (1.2)$$

Из выражения (1.2) видно, что для реализации разложения требуется дважды найти \mathbf{A}^{-1} . Поэтому для сокращения вычислительных затрат \mathbf{L} и \mathbf{U} вычисляются как

$$\mathbf{U}_{11}^* = \mathbf{A}^{-1}, \quad \mathbf{U}_{12} = \mathbf{B}, \quad \mathbf{L}_{21} = \mathbf{C}\mathbf{U}_{11}^*, \quad \mathbf{U}_{22} = \mathbf{D} - \mathbf{L}_{21}\mathbf{U}_{12}. \quad (1.3)$$

Для вычисления $\boldsymbol{\sigma}$ в системе $\mathbf{L}\mathbf{U}\boldsymbol{\sigma} = \mathbf{v}$ положим $\mathbf{U}\boldsymbol{\sigma} = \mathbf{t}$, тогда решение СЛАУ представляется в виде

$$= \begin{cases} \begin{cases} \mathbf{L}\mathbf{t} = \mathbf{v} \\ \mathbf{U}\boldsymbol{\sigma} = \mathbf{t} \end{cases} \\ \begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{L}_{21} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{t}_1 \\ \mathbf{t}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{t}_1 = \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{t}_2 = \mathbf{v}_2 - \mathbf{L}_{21}\mathbf{t}_1 \end{cases} \\ \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{11} & \mathbf{U}_{12} \\ \mathbf{0} & \mathbf{U}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\sigma}_1 \\ \boldsymbol{\sigma}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{t}_1 \\ \mathbf{t}_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} \boldsymbol{\sigma}_2 = \mathbf{U}_{22}^{-1}\mathbf{t}_2 \\ \boldsymbol{\sigma}_1 = \mathbf{U}_{11}^{-1}(\mathbf{t}_1 - \mathbf{U}_{12}\boldsymbol{\sigma}_2) = \mathbf{U}_{11}^*(\mathbf{t}_1 - \mathbf{U}_{12}\boldsymbol{\sigma}_2) \end{cases} \end{cases} \end{cases} \quad (1.4)$$

Из выражений (1.3) и (1.4) следует, что возможно снижение времени вычислений при многократном решении СЛАУ, так как при этом основных затрат требует только операция обращения U_{22} с измененными диагональными элементами. Однако вычислительные эксперименты, показывающие возможное уменьшение времени многократных вычислений, не проводились.

1.1.2. Итерационные методы решения системы линейных алгебраических уравнений

Уменьшения времени вычислений можно добиться также за счет использования итерационных методов решения СЛАУ с заданной точностью. Так, если решение итерационным методом быстро сходится с числом итераций $N_{it} \ll N$, то время решения оказывается существенно меньше, чем при решении СЛАУ прямым методом.

Наиболее эффективными и устойчивыми среди итерационных методов являются так называемые проекционные методы, и особенно тот их класс, который связан с проектированием на подпространства Крылова (метод обобщенных минимальных невязок, метод квазимиимальных невязок, метод бисопряженных градиентов и др.) [5]. Эти методы обладают рядом достоинств: они устойчивы, допускают эффективное распараллеливание и работу с разными типами предобусловливателей. В данной работе для исследований выбран стабилизированный метод бисопряженных градиентов (BiCGStab), показавший свою работоспособность при решении задач электромагнитной совместимости [6].

Решение СЛАУ итерационными методами с предобусловливанием состоит из построения предобусловливателя \mathbf{M} и итерационного процесса. Предобусловливатель может быть вычислен разными методами, однако основные требования следующие: матрица \mathbf{M} должна быть близка к матрице \mathbf{S} , легко вычисляема и ее структура должна допускать легкое и быстрое решение «обратных к предобусловливателю» систем вида $\mathbf{M}\tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{z}$ [5] (решение СЛАУ с плотной матрицей).

Для построения предобусловливателей используют предфильтрацию исходной матрицы (игнорирование элементов меньше определенного порога) и разложение предфильтрованной матрицы методами неполного разложения (ILU(0)), разложения с уровнем заполнения p (ILU(p)) либо полного LU-разложения [7]. На время решения СЛАУ итерационным методом влияют два параметра. Первый параметр является числом tol , с которым сравнивается относительная норма невязки $\|\mathbf{r}_i\|/\|\mathbf{r}_0\|$, где i — номер итерации. При $\|\mathbf{r}_i\|/\|\mathbf{r}_0\| \leq tol$ итерационный процесс прекращается и считается, что решение найдено. Поэтому чем меньше tol , тем больше итераций требуется для достижения сходимости метода, а значит, и больше времени. Вторым параметром — допуск обнуления τ элементов матрицы при предфильтрации, из которого вычисляется порог обнуления. Так как часто применяется ILU(0)-разложение, при котором значения нулевых элементов не вычисляются, то при уменьшении значения τ время ILU(0)-разложения предобусловливателя T_{ILU} увеличивается. Но количество итераций (и, как следствие, их общее время $T_{итер}$) уменьшается, так как при уменьшении количества обнуляемых элементов матрица предобусловливателя становится все более близкой к исходной матрице. Отсюда следует, что существует оптимальное значение допуска обнуления τ_{opt} , при котором общее время решения СЛАУ $T_{общ} = T_{предф} + T_{ILU} + T_{итер}$ минимально, что и было показано в [6] на задаче определения токов в проводной антенне. При этом, используя τ_{opt} , получено уменьшение времени решения СЛАУ до 20 раз по сравнению с методом Гаусса. Между тем практика требует моделирования не только антенных задач, но и задач квазистатического анализа, однако для них подобных исследований не проводилось.

При многократном решении итерационными методами СЛАУ с частично изменяющейся матрицей может быть эффективным следующий подход: при первом вычислении факторизованная матрица \mathbf{S} сохраняется и используется в качестве матрицы предобусловливателя для вычисления $\boldsymbol{\sigma}$ для остальных матриц СЛАУ. Так как в этом случае матрица \mathbf{M} , вычисленная для первой СЛАУ, удовлетворяет всем трем требованиям к построению предобу-

словливателей, то возможно уменьшить время многократных вычислений за счет однократного вычисления \mathbf{M} . В работе [8] был предложен и апробирован близкий подход на примере вычисления емкости двухпроводной микрополосковой структуры при изменении ε_r подложки, но в качестве предобусловливателя была использована матрица, полученная обнулением элементов матрицы \mathbf{S} меньше некоторого порога и факторизованная методом ILU(0). Выведены простые формулы для аналитической оценки получаемого ускорения. Сформулированы их важные следствия, определяющие выбор параметров итерационного решения и возможности получения дополнительного ускорения. В частности, показано, что при большом числе решаемых СЛАУ целесообразно использовать LU-факторизацию вместо ILU(0). Однако в данной работе рассматривается частичное и очень слабое изменение матрицы СЛАУ, требующее всего 1–3 итерации для получения решения при относительной норме вектора невязки менее 10^{-6} .

1.1.3. Аппаратные средства ускорения вычислений

В последние годы основное направление получает создание и внедрение математических библиотек, реализующих параллельные алгоритмы векторных и матричных операций [9–11]. Эта тенденция оправдана, так как в последнее время широкое применение приобрели многоядерные процессоры и для достижения высокой производительности необходимо каждое ядро обеспечить нагрузкой. Развитие графических процессоров (GPU), а если быть точнее, появление тенденции нетрадиционного использования видеокарт, ознаменовалось их широким использованием для ускорения математических вычислений. Поскольку архитектура видеокарты позволяет быстро и без проблем «распараллелить» обработку данных и работа памяти и видеопроцессора более оптимальна, чем связка «ОЗУ – кэш – процессор», то распараллеливание выполняемых процессов и использование нескольких видов памяти приводят к снижению временных затрат и возможности увеличения числа сложных математических операций. В результате компанией NVIDIA была создана технология Compute Unified Device Architecture (CUDA) — C-подобный язык

программирования со своим компилятором [12]. CUDA дает программисту большой контроль над аппаратными возможностями PU. Дальнейшее развитие данной технологии привело к созданию библиотеки, реализующей векторные и матричные операции CUBLAS.

1.1.4. Выбор сегментации

Потребность в уменьшении вычислительных затрат моделирования заставляет пристальнее рассмотреть возможность использования всех скрытых ресурсов. Один из них — выбор сегментации. Возможность получения приемлемых результатов даже при самой грубой сегментации делает целесообразным начало моделирования именно с нее, поскольку это моделирование требует минимальных затрат. (Порядок матрицы СЛАУ при этом может составлять всего лишь единицы-десятки, а значит, решение СЛАУ может быть очень быстрым.) Необходимость получения более точных результатов делает естественным *итерационный* характер выбора сегментации, т.е. повтор вычислений с учащением сегментации до получения решения с заданной точностью. (Возрастание затрат будет небольшим, поскольку порядок матрицы будет все еще довольно мал: десятки-сотни.) При этом естественно использовать результаты предыдущей итерации, например вычисленные плотности заряда на границах для неравномерной сегментации (более частой в местах более сильного изменения плотности).

Отметим несколько факторов, связанных с точностью моделирования. Прежде всего должна контролироваться точность получения именно требуемой характеристики (например, задавая значение ее текущего относительного изменения), поскольку влияние сегментации на различные характеристики может очень сильно отличаться. Например, влияние на первичные параметры (матрицы погонных коэффициентов) может быть сильным, на вторичные (задержки или параметры отклика) — слабым или также сильным (если вычитаются большие значения, как в дальней перекрестной помехе). Другим аспектом является различное влияние на точность заданной характеристики сегментации раз-

личных границ структуры, определяющее тонкий *адаптивный* выбор сегментации на каждой из них. В частности, естественно контролировать отдельно сегментацию при вычислении индуктивной матрицы (на которую влияет сегментация границ только проводников) и емкостной матрицы (на которую влияет сегментация границ проводников и диэлектриков). Таким образом, для *оптимальной* (по критерию минимизации N при заданной точности моделирования за счет выбора количества сегментов на различных границах) сегментации целесообразно отдельно сегментировать границы проводников и диэлектриков, а также границы каждого из них, поскольку их влияние на точность моделирования будет разным.

В результате затраты на несколько итераций с увеличивающимся, но остающимся малым порядком СЛАУ дадут его оптимальное значение, значительно экономящее вычислительные затраты по сравнению с заведомо большим порядком, полученным при равномерной сегментации всех границ. Использование адаптивного итерационного выбора оптимальной сегментации (АИВОС) представляется эффективным, особенно для моделирования в реальном времени.

1.1.5. Ввод поперечного сечения двумерных структур

Поперечное сечение двумерных структур задается в виде сегментируемых диэлектрических и проводниковых границ — интервалов с концами, заданными в прямоугольной системе координат. Для диэлектрических границ задается по два значения диэлектрической и магнитной проницаемостей (ϵ_r^+ , μ_r^+ , ϵ_r^- , μ_r^-), а для проводниковых — по одному (ϵ_r^+ , μ_r^+). Исходные данные поперечного сечения печатных плат обычно известны в виде, понятном человеку, — толщина диэлектрической подложки и ее диэлектрические характеристики, толщина и ширина проводника и расстояние от края проводника до соседнего проводника или края платы. Для покрытия известна толщина слоя и его проницаемость. Непосредственный ввод поперечного сечения

структуры в виде координат интервалов занимает много времени и не защищен от ошибочных действий пользователя, особенно при моделировании сложных структур.

Кроме того, в задачах структурно-параметрической оптимизации, когда изменяются различные исходные параметры, необходимо строить разные виды сечения структуры, особенно когда присутствует какое-либо покрытие, огибающее проводники на верхнем слое (маска, влагозащитное покрытие и др.). Поэтому актуальна разработка алгоритма, который строит поперечное сечение структуры непосредственно из исходных данных, причем для любого количества слоев и проводников.

1.2. Учет частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов печатных плат

При расчете первичных параметров трасс и паразитных параметров посадочных площадок используются значения ϵ_r диэлектриков печатных плат, зависящие от частоты [13]. При предварительном моделировании испытаний на ЭМС в широком диапазоне частот (например, от 10 кГц до 1, 18, 40 ГГц по стандартам MIL-STD-461F и AIAA S-121-2009) эту зависимость необходимо учитывать, так как результаты моделирования и испытаний могут значительно отличаться. Различия показаны для одиночной линии передачи [13], но не отражены для связанных линий. Также результаты численных экспериментов показали возможность заметного влияния потерь и дисперсии на физичность формы рассчитанного сигнала (моделирование проведено на основе усредненных измерений частотной зависимости $\epsilon_r(f)$ материала FR-4). Учет такого влияния может быть важным, например, при моделировании устройств, использующих модальные явления.

Частотные зависимости ϵ_r реальных диэлектриков отличаются у разных изготовителей материалов и редко приводятся ими для широкого диапазона частот. К тому же печатные платы производят с использованием разнообразных диэлектрических мате-

риалов (основания, препреги, паяльные маски и лаки), точная частотная зависимость ϵ_r , которых неизвестна. Поэтому актуальны измерения ϵ_r материалов печатных плат в диапазоне частот. Для этого применяются различные методы. Наиболее простой из них основан на измерении емкости плоского конденсатора [14], между пластинами которого размещается образец диэлектрика. По отношению измеренных значений емкости заполненного и пустого конденсаторов определяется ϵ_r . Однако диапазон частот ограничен условием квазистационарности, т. е. размеры конденсатора должны быть много меньше длины волны. Кроме того, существенное влияние на погрешность измерений могут оказывать краевые емкости.

Волноводные методы основаны на использовании электромагнитных волн, направляемых посредством передающих линий, таких как двухпроводные или коаксиальные линии, прямоугольные или круглые волноводы [14]. Достоинство этих методов — измерение параметров материала в широком диапазоне частот, однако при измерении на сверхвысоких частотах метод чувствителен к точности изготовления образцов.

Резонаторные методы основаны на измерении параметров объемного резонатора, например коэффициента отражения [15], импеданса [16, 17] или матрицы рассеяния [18]. Для экстракции ϵ_r из измеренных параметров часто используют вычислительную технику и различные алгоритмы, в том числе алгоритмы глобальной оптимизации [16, 19].

В различных методах измерений в качестве измерительных структур используют линии передачи [20–23]. Точность и ограничения применяемых методов зависят от точности измерения и чувствительности к ошибкам измерений, а также от выбранных математических моделей [24].

1.3. Обеспечение электромагнитной совместимости элементов радиоэлектронной аппаратуры

При проектировании многослойных печатных плат с цифровыми и аналоговыми, в том числе радиочастотными, цепями необходимо обеспечить заданное волновое сопротивление полосковых линий передачи. Использование в качестве схемной земли ближайшего слоя часто требует очень узкую полосу, что увеличивает относительный разброс ее ширины, а значит, и разброс волнового сопротивления. Поэтому на практике вытравливают фольгу под полоской на одном или нескольких слоях, тем самым используя в качестве схемной земли нижний слой. Согласно свойствам плоского конденсатора увеличение расстояния от полоски до земли позволяет увеличить ширину полоски.

Однако такое решение требует учета ряда аспектов ЭМС. Так, необходимо убедиться, что вытравы в слоях (земли и питания) не создают проблем ЭМС из-за изменения пути протекания обратных токов (сигналов и питаний), но это можно сделать только после трассировки платы. Другим аспектом является учет влияния боковых заземленных проводников на характеристики линии передачи, его можно выполнить квазистатическим анализом до трассировки платы. Для этого часто используют формулы для расчета обычной микрополосковой линии передачи. Доступные калькуляторы линий передачи позволяют учитывать изменения поперечного сечения, но только довольно простых структур [25, 26]. Между тем, в системе компьютерного моделирования TALGAT [27] возможен анализ структур с произвольным поперечным сечением.

При проектировании высокочастотных цепей бортовой РЭА космических аппаратов необходимо контролировать волновое сопротивление линий передачи в печатных платах. Кроме того, с ростом частоты увеличивается влияние на полезный сигнал неоднородностей, таких как переходные отверстия, контактные площадки и т.д. Эти аспекты важны для анализа целостности сигнала в реальных печатных платах бортовой РЭА КА. Известны

работы, рассматривающие данные моменты по отдельности, в то время как комплексный подход к их совместному исследованию применяется редко.

Известно, что определяющим фактором для излучаемых эмиссий являются большие контуры протекания токов. Особенностью схемотехники и трассировки печатных плат бортовой РЭА КА является резервирование трасс: параллельное электрическое соединение от одной точки к другой двумя трассами, проведенными разными путями. При этом могут образовываться контуры токов большой площади. Их минимизация улучшает электромагнитную обстановку бортовой РЭА. Важно, что такой эффект достигается не за счет увеличения числа радиоэлектронных компонентов, а за счет (в случае уменьшения эмиссий) компенсации полей, создаваемых прямым и обратным токами [28]. Между тем наличие не одного, а нескольких контуров тока, созданных трассами резервирования, делает нетривиальной задачу их проведения, минимизирующего излучаемые эмиссии в заданном месте в широком диапазоне частот. Дополнительную неопределенность вносит наличие проводящих структур, например металлического основания или корпуса. Таким образом, для анализа контуров уместно применение компьютерного моделирования.

.....

2. Уменьшение времени моделирования задач квазистатики

.....

2.1. Уменьшение времени решения системы линейных алгебраических уравнений

2.1.1. Решение систем с использованием блочного LU-разложения

Рассмотрим алгоритм многократного вычисления емкостной матрицы методом моментов при использовании блочного LU-разложения и решения СЛАУ (далее блочный алгоритм) по сравнению с алгоритмом, в котором используется полное LU-разложение (исходный алгоритм) [29].

Основные вычислительные затраты, необходимые для решения методом исключения Гаусса, связаны с обращением матрицы \mathbf{S} порядка N и пропорциональны N^3 . Таким образом, затраты на обращение блока \mathbf{A} порядка N_C пропорциональны N_C^3 (см. рис. 1.1). Для вычисления блока \mathbf{L}_{21} (умножение $\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}$) требуется $(N-N_C)N_C^2$ операций, а для \mathbf{U}_{22} — $(N-N_C)^2N_C$ и $(N-N_C)^3$ для обращения. Следовательно, количество операций, требуемых для блочного алгоритма при первом решении, пропорционально $N_C^3 + (N-N_C)N_C^2 + (N-N_C)^2N_C$. Если обозначить требуемое количество решений за M , то количество арифметических операций для последующих решений — $(M-1)(N-N_C)^3$. Если $k = N_C/N$, то теоретически возможное уменьшение времени вычислений составит:

$$\frac{MN^3}{\left(N_C^3 + (N-N_C)N_C^2 + (N-N_C)^2N_C + (N-N_C)^3 + (M-1)(N-N_C)^3\right)} =$$

$$= \frac{MN^3}{\left((kN)^3 + (N - kN)(kN)^2 + (N - kN)^2 kN + M(N - kN)^3 \right)} =$$

$$= \frac{M}{\left(k^3 + (1 - k)k^2 + (1 - k)^2 k + M(1 - k)^3 \right)}.$$

Для значений $k = 0,1; 0,5; 0,9$ и $M = 1, 10, 100, 1024, 2048$ теоретическое уменьшение времени приведено в табл. 2.1. Как видно, оно может быть значительным.

Таблица 2.1 – Теоретическое уменьшение времени вычислений при использовании блочного алгоритма по сравнению с исходным

N_C/N	$M=1$	$M=10$	$M=100$	$M=1024$	$M=2048$
0,1	1,2	1,4	1,4	1,4	1,4
0,5	2,0	6,2	7,7	8,0	8,0
0,9	1,2	12,1	108,8	555,6	714,3

Для проверки полученных теоретически максимальных значений был проведен численный эксперимент. В качестве исходных данных задачи использована связанная микрополосковая линия передачи. Для проводниковых и диэлектрических интервалов заданы разные значения длин подынтервалов, в результате чего получены матрицы с разным соотношением N_C/N . Емкостная матрица вычислена M раз для разных значений ϵ_r диэлектрика.

Для эксперимента получены три матрицы с $N_C/N = 0,1; 0,5; 0,9$ при неизменном $N = 1650$. В табл. 2.2 приведено время вычисления емкостной матрицы с помощью исходного ($T_{И}$) и блочного ($T_{Б}$) алгоритмов при $N = 1650$ и $M = 1$ для разных N_C/N , а также отношение $T_{И}/T_{Б}$, показывающее уменьшение времени вычисления данной матрицы с использованием блочного алгоритма.

Из табл. 2.2 видно, что отношения $T_{И}/T_{Б}$ близки к теоретическим значениям (см. табл. 2.1). Также отметим, что даже при $M = 1$ предпочтительнее использовать блочный алгоритм.

Для $N_C/N = 0,5$ все блоки имеют порядок $N/2$, поэтому и $T_{И}/T_{Б}$ для этого случая максимально.

Таблица 2.2 – Время вычисления емкостной матрицы исходным ($T_{И}$) и блочным ($T_{Б}$) алгоритмами при $N = 1650$ и $M = 1$

N_C/N	$T_{И}, c$	$T_{Б}, c$	$T_{И}/T_{Б}$
0,1	0,64	0,52	1,23
0,5	1,41	0,81	1,74
0,9	2,19	1,91	1,16

На тех же матрицах выполнена оценка $T_{И}/T_{Б}$ для $M = 10, 20, \dots, 2048$ вычислений емкостной матрицы. На рис. 2.1 приведены отношения $T_{И}/T_{Б}$ при $N_C/N = 0,1; 0,5; 0,9$ для разных M .

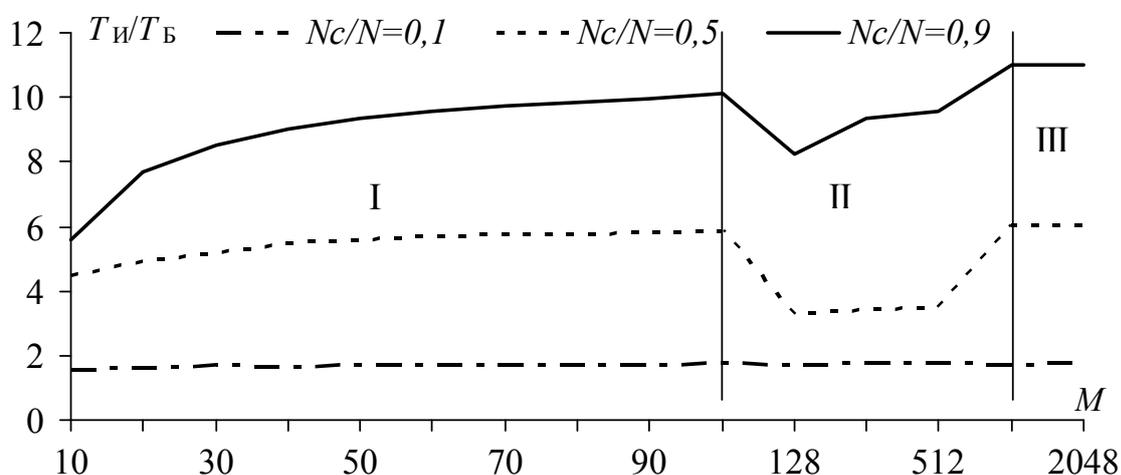


Рисунок 2.1 – Ускорение вычисления исходным и блочным алгоритмами при M -кратном расчете емкостной матрицы с $N=1650$

Из рис. 2.1 видно, что уменьшение времени решения СЛАУ зависит от количества решений M , показаны три характерных участка зависимостей для разных значений N_C/N .

Для $N_C/N = 0,1$ соотношение $T_{И}/T_{Б}$ очень слабо зависит от количества решений и на всех трех участках составляет приблизительно 1,6. Для $N_C/N = 0,5$ на участке I отношение $T_{И}/T_{Б}$ возрастает до значения 5,7; на участке II резко уменьшается до 3,5 и опять начинает расти, достигая на участке III значения 6,1. Для $N_C/N = 0,9$ на участке I $T_{И}/T_{Б}$ возрастает до 10, на участке II падает до 8,3 и снова растет до значения 11, переходя в участок III.

Таким образом, на участке I $T_{И}/T_{Б}$ монотонно возрастает, на участке II ведет себя нелинейно, несколько уменьшаясь и затем возрастая, а на участке III сходится к установившемуся значению. Рост соотношения N_C/N увеличивает значения $T_{И}/T_{Б}$.

В практических задачах вычисления отклика требуется большое количество решений, поэтому целесообразно выяснить, ведут ли себя графики при этом так же, как и на участке III. Кроме того, особый интерес представляет зависимость $T_{И}/T_{Б}$ от N .

Для этого выполнено M -кратное вычисление емкостной матрицы (при изменении частоты от $f_0 = 1$ МГц с шагом $\Delta f = 1$ МГц для $M = 2^n$ частот, где $n = 10, 11, \dots, 15$) двумя алгоритмами (исходным и блочным) для $N_C/N = 0,87$ при $N = 165$ и $N = 1650$ (табл. 2.3).

Таблица 2.3 – Ускорение для M вычислений емкостной матрицы при $N=165$ и $N=1650$

M	$N=165$			$N=1650$		
	$T_{И}, c$	$T_{Б}, c$	$T_{И}/T_{Б}$	$T_{И}, c$	$T_{Б}, c$	$T_{И}/T_{Б}$
2^{10}	13,4	5,0	2,69	1853,4	209,6	8,86
2^{11}	27,1	10,0	2,71	3707,8	418	8,87
2^{12}	53,7	19,8	2,71	7415,2	835,7	8,87
2^{13}	107,1	38,8	2,76	14835	1672,1	8,87
2^{14}	213,8	81,1	2,63	29600	3353,9	8,82
2^{15}	428,9	161,8	2,65	59230	6701,1	8,84

Из табл. 2.3 видно, что общее время вычислений возрастает линейно с увеличением их количества. Время вычисления блочным алгоритмом меньше, чем исходным. Отношение $T_{И}/T_{Б}$ слабо зависит от количества вычислений. Время 1-го вычисления и малозатратные промежуточные вычисления не оказывают влияния на общее время, поэтому $T_{И}/T_{Б}$ перестает увеличиваться и становится постоянным. При увеличении N от 165 до 1650 $T_{И}/T_{Б}$ возросло с 2,7 до 8,8.

Таким образом, выявлено, что блочный алгоритм, даже при однократном вычислении, работает быстрее исходного. При многократном вычислении для $N_C/N = 0,1$ ускорение практически

не зависит от количества вычислений и составляет приблизительно 1,6 раза.

Для $N_C/N=0,5$ и $N_C/N=0,9$ ускорение ведет себя неоднозначно для разных величин M . При малых M оно монотонно возрастает, далее нелинейно изменяется (незначительно уменьшаясь) и сходится к установившемуся значению. При этом для отношения $N_C/N=0,5$ максимальное ускорение равно 6,1, а для $N_C/N=0,9$ — 11. Также определено, что в зависимости от M (при значениях от 2^{10} до 2^{15}) $T_{И}/T_{Б}$ изменяется незначительно.

Далее проведем вычисление матрицы емкостей алгоритмом, основанным на блочном LU-разложении, с учетом и без учета потерь в диэлектриках [30].

При расчете временного отклика сигнала необходим учет потерь в диэлектриках, который зависит от тангенса угла диэлектрических потерь. В этом случае матрица СЛАУ комплексная, из ее решения определяются матрицы емкостей и проводимостей [3].

Уменьшение времени вычислений для структуры на рис. 2.2 без учета потерь в диэлектриках было рассмотрено ранее. Для этой же структуры проведено моделирование с учетом потерь в диэлектрике и представлено сравнение полученных результатов.

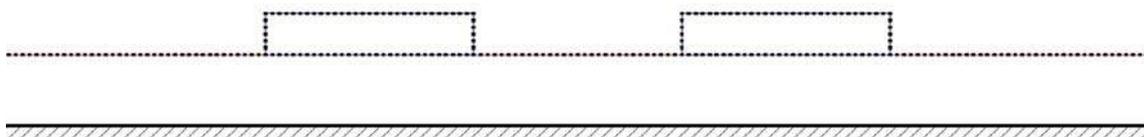


Рисунок 2.2 – Геометрическая модель поперечного сечения исследуемой структуры

В табл. 2.4 приведено время M вычислений ($M=2^n$, где $n=7, 8, 9, 10$) матрицы емкостей исходным и блочным алгоритмами (и их отношение) с учетом и без учета потерь в проводниках и диэлектриках при $N=1125, 2250, 4500$.

Из таблицы следует, что время вычисления блочным алгоритмом меньше, чем исходным для случаев с учетом и без учета потерь в диэлектриках. Время вычислений с учетом потерь в 2,25–2,9 раза больше времени вычислений без учета потерь для исходного алгоритма, а для блочного — в 2,4–2,7 раза.

Отношение $T_{И}/T_{Б}$ при вычислении матрицы емкостей без учета потерь возрастает от 2,9 до 3,7 раза, а с учетом потерь — от 2,76 до 3,95 при росте N от 1125 до 4500.

Таблица 2.4 – Ускорения для M вычислений емкостной матрицы

M	N	Без учета потерь			С учетом потерь		
		$T_{И}, c$	$T_{Б}, c$	$T_{И}/T_{Б}$	$T_{И}, c$	$T_{Б}, c$	$T_{И}/T_{Б}$
2^7	1125	40,2	13,9	2,9	90,0	32,6	2,76
	2250	182,2	57,4	3,2	469,6	138,0	3,42
	4500	887,0	248,2	3,6	2560,0	674,4	3,79
2^8	1125	81,1	27,4	2,95	182,3	65,1	2,80
	2250	366,1	113,8	3,2	940,6	285,5	3,29
	4500	1777,2	489,1	3,6	5123,22	1320,4	3,88
2^9	1125	162,6	54,9	2,96	365,2	130,1	2,80
	2250	732,3	225,8	3,25	1881,5	566,6	3,32
	4500	3552,2	970,6	3,65	10246,1	2603,9	3,93
2^{10}	1125	325,3	109,2	2,98	729,3	259,5	2,81
	2250	1465,1	451,8	3,25	3762,6	1127,3	3,34
	4500	7101,5	1935,6	3,7	20495,0	5177,5	3,95

Таким образом, в случае малых N ускорение при вычислениях без учета потерь больше, чем при вычислениях с учетом потерь, а для больших значений N ускорение без учета потерь меньше, чем с их учетом.

Рассмотрим уменьшение времени вычисления отклика сигнала за счет использования блочного метода, а также результаты моделирования [31] отклика связанной микрополосковой линии передачи длиной 1 м на трапецевидный импульс с длительностью фронтов 100 пс и длительностью вершины 10 пс.

Количество отсчетов сигнала по времени (а следовательно, и количество решений СЛАУ) $M = 2^{16}$. В общем случае оно определяется как отношение длительности анализируемого временного интервала к длительности одной дискреты времени.

Моделируемая структура — связанная линия передачи. В качестве диэлектрика выбран широко распространенный материал

для подложек печатных плат FR-4, для которого зависимость $\epsilon_r(f)$ хорошо исследована [13]. Выполнено два варианта моделирования — с использованием исходного и блочного алгоритмов, в каждом учитывалась частотная зависимость ϵ_r подложки [4].

Проведено несколько вычислений отклика с изменением длины сегмента l для диэлектрических границ, в ходе которых с каждым вычислением отклика значение l увеличивалось в 2 раза по сравнению с предыдущим значением (от 5 до 640 мкм). При $l = 640$ мкм границы уже не делятся на подынтервалы. Результаты моделирования приведены на рис. 2.3.

Из рис. 2.3 следует, что увеличение l вносит некоторую ошибку при вычислении матрицы емкостей, поскольку влияет на отклик: график сдвигается влево, а амплитуды импульсов увеличиваются. В табл. 2.5 сведены время, когда импульсы достигают максимального значения, амплитуда этих импульсов и вычисленные ошибки по времени и амплитуде в зависимости от длины сегмента.

Видно, что при увеличении l от 5 до 640 мкм время задержки уменьшилось на 4,22 % для первого импульса и на 3,21 % для второго; амплитуда увеличилась на 4,35 % для первого импульса и на 2,94 % для второго; разность задержек увеличилась на 8,11 % (при максимальном значении 9,73 %).

Таким образом, даже очень грубая сегментация на диэлектрических границах может сохранять приемлемую точность результатов. Очевидно, что на практике существуют структуры с большим числом диэлектрических слоев (например, подложек и препрегов, а также паяльной маски и влагозащитного покрытия печатных плат), сегментация которых при первом вычислении может быть очень грубой, а при последующих учащаться с контролем точности интересующего параметра. Реализация такой процедуры даст матрицу СЛАУ минимального порядка N , а значит, минимальное время решения СЛАУ.

Между тем при указанной процедуре N уменьшается за счет сокращения числа подынтервалов на диэлектрических границах, так что $N_C/N \rightarrow 1$. Поэтому интересна оценка уменьшения времени за счет использования блочного LU-разложения.

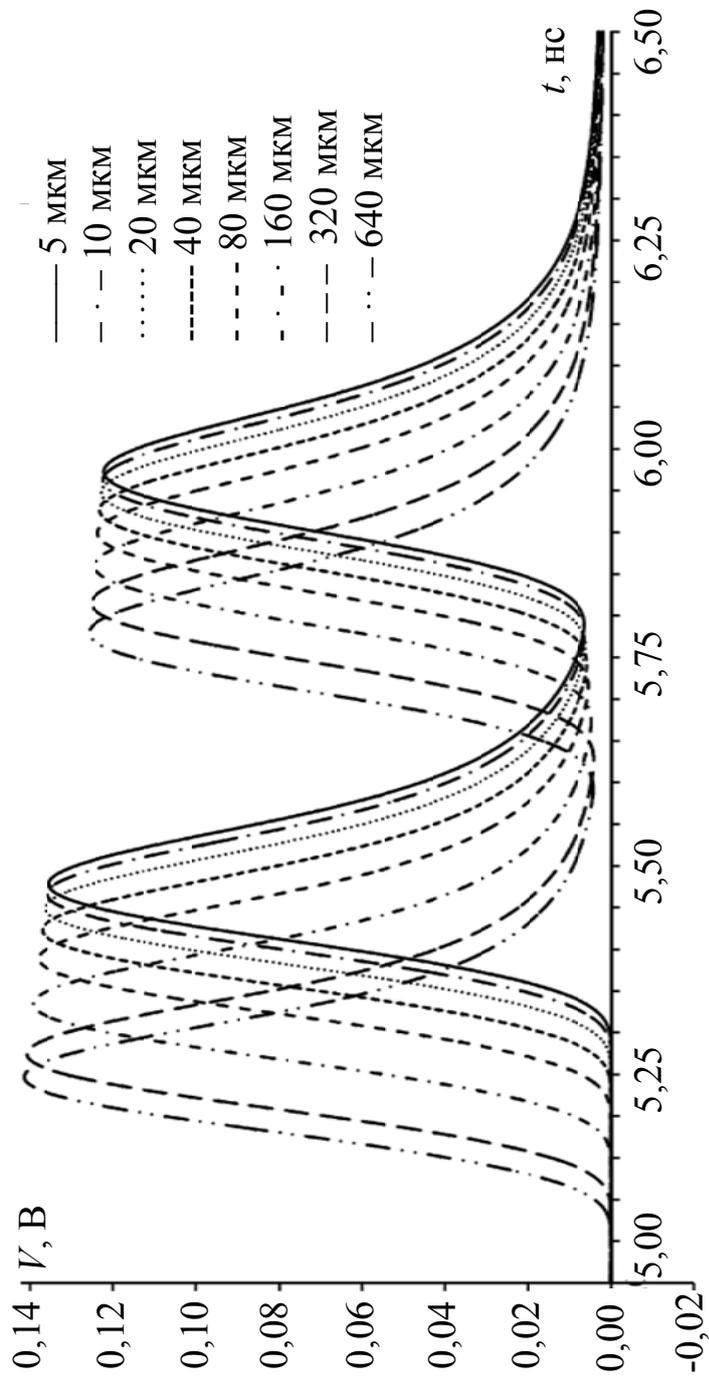


Рисунок 2.3 – Сигналы в конце активного проводника связанной микрополосковой линии при изменении длины сегмента

Таблица 2.5 – Время и амплитуда импульсов и их относительные ошибки в зависимости от l

l , МКМ	t_1 , нс	$\Delta t_1/t_1$, %	V_1 , В	$\Delta V_1/V_1$, %	t_2 , нс	$\Delta t_2/t_2$, %	V_2 , В	$\Delta V_2/V_2$, %	t_2-t_1 , нс	$\Delta(t_2-t_1)/(t_2-t_1)$, %
5	5,4730	0	0,1355	0	5,9660	0	0,1222	0	0,493	0
10	5,4615	0,20	0,1358	0,22	5,9575	0,14	0,1224	0,16	0,496	0,60
20	5,4430	0,55	0,1363	0,59	5,9428	0,39	0,1228	0,49	0,500	1,41
40	5,4178	1,00	0,1371	1,18	5,9215	0,75	0,1232	0,82	0,504	2,23
80	5,3823	1,66	0,1378	1,69	5,8940	1,20	0,1237	1,22	0,512	3,85
160	5,3295	2,62	0,1393	2,80	5,8545	1,87	0,1244	1,80	0,525	6,50
320	5,2690	3,73	0,1408	3,91	5,8100	2,61	0,1252	2,45	0,541	9,73
640	5,2418	4,22	0,1414	4,35	5,7743	3,21	0,1258	2,94	0,533	8,11

Значения времени (и их отношение) вычислений отклика, выполненных на одном и всех ядрах компьютера, сведены в табл. 2.6. Видно, что с увеличением размера сегментов (более грубой сегментации) время вычислений значительно уменьшилось: примерно в 6 раз для исходного алгоритма и в 4 раза для блочного, а их отношение уменьшилось с двух до 1,5 раза. Увеличение длины сегмента на величину более 40 мкм для данной структуры нецелесообразно, так как уменьшение времени практически прекращается, а ошибка существенно увеличивается. Например, при $l = 40$ мкм ускорение составляет 1,6–1,9 раза, а ошибка — около 2 %. Таким образом, можно получить ускорение вычисления отклика блочным LU-разложением, сохранив при этом приемлемую точность вычислений. Эффект от использования всех ядер различен.

Таблица 2.6 – Значения времени (и их отношение) вычисления отклика в зависимости от l при использовании одного и всех ядер компьютера

l , мкм	N_C	N	N_C/N	Одно ядро			Все ядра		
				$T_{И}$, с	$T_{Б}$, с	$T_{И}/T_{Б}$	$T_{И}$, с	$T_{Б}$, с	$T_{И}/T_{Б}$
5	288	708	0,40	9825	4587	2,14	6565	3913	1,68
10	288	498	0,58	4341	2012	2,16	3215	1897	1,69
20	288	393	0,75	2668	1312	2,03	2174	1297	1,67
40	288	339	0,85	2057	1088	1,89	1757	1093	1,61
80	288	314	0,92	1820	1024	1,77	1601	1021	1,56
160	288	302	0,95	1722	995	1,73	1513	991	1,52
320	288	295	0,98	1654	976	1,69	1466	976	1,50
640	288	291	0,99	1610	969	1,66	1436	966	1,48

Таким образом, ускорение за счет блочного LU-разложения относительно обычного невелико из-за нескольких факторов. Прежде всего оно несколько уменьшается за счет последующего за LU-разложением решения СЛАУ с двумя (по количеству проводников) векторами свободных членов. Затем сказывается (после ускоряемого вычисления каждой емкостной матрицы) неускоряемое вычисление отклика. Наконец, довольно мал порядок матрицы. Пример вычисления временного отклика лишь одного

отрезка, причем обычной связанной микрополосковой линии (содержащей только один диэлектрический слой), не означает, что предложенный метод ускорения вычисления отклика не может применяться к более сложным структурам произвольных схем из любого числа отрезков многопроводных линий передачи. Это следует из того, что ускорение достигается именно на этапе вычисления емкостной матрицы.

Также отметим, что ускорение (даже без закругления сегментации) значительно зависит от конкретной структуры поперечного сечения многопроводной линии передачи, в частности от специфики ее диэлектрического заполнения (число диэлектриков, протяженность диэлектрических границ и их начальная сегментация). Необходимо отметить, что специфика диэлектрического заполнения может давать различные ошибки вычислений отклика при закруглении сегментации, следовательно, нужен контроль этой ошибки.

2.1.2. Решение систем линейных алгебраических уравнений итерационным методом с предобуславливанием

Выбор оптимального допуска обнуления при однократном решении системы линейных уравнений

Рассмотрим зависимость времени решения СЛАУ методом BiCGStab с предобуславливанием и предфильтрацией от допуска обнуления τ для матриц, полученных методом моментов, для задачи электростатического анализа двумерных конфигураций проводников и диэлектриков [32].

Выбраны две тестовые конфигурации. Первая содержит два проводника над идеально проводящей плоскостью в вакууме (далее два проводника без диэлектрика, рис. 2.4,*а*), а вторая — два проводника на слое диэлектрика над идеально проводящей плоскостью (два проводника с диэлектриком, рис. 2.4,*б*). За счет изменения числа сегментов на границах проводников и диэлектриков для каждой конфигурации сформированы матрицы разных разме-

ров: для первой — $N = 2420, 4848$ и 6400 ; для второй — $N = 2400, 4800$ и 6000 .

Использовались два вида предфильтрации: по максимальному элементу строки и по евклидовой норме строки [33, 34]. В обоих видах порогом обнуления для текущей строки является произведение допуска обнуления τ и найденного значения, но в первом виде — это значение элемента строки с максимальным модулем, а во втором — значение евклидовой нормы строки. Итерации продолжались до тех пор, пока норма невязки tol больше 10^{-6} .

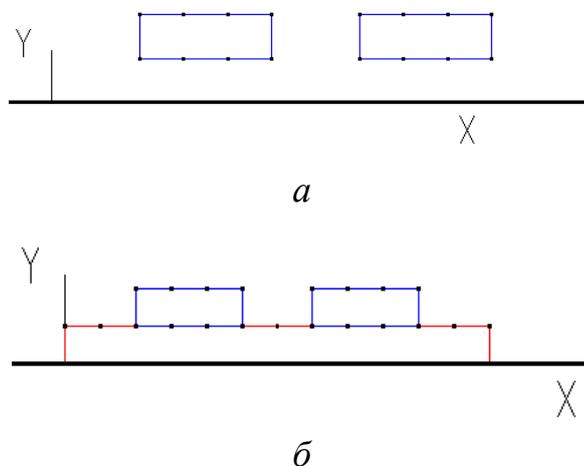


Рисунок 2.4 – Тестовые задачи:
 a – два проводника без диэлектрика;
 b – два проводника с диэлектриком

В табл. 2.7 представлены зависимости времени решения СЛАУ от τ для матриц из конфигурации без диэлектрика. Показаны две составляющие общего времени решения СЛАУ ($T_{ILU(0)}$ — время $ILU(0)$ -разложения и T_{IT} — время итерационного процесса), а также общее время решения СЛАУ, нормированное относительно времени решения методом Гаусса T_{GE} для соответствующей матрицы.

При $\tau \rightarrow 0$ время решения СЛАУ итерационным методом приближается к времени решения методом Гаусса. Из зависимостей в табл. 2.7 видно, что основная часть времени при этом затрачивается на $ILU(0)$ -разложение. При увеличении τ время на $ILU(0)$ -разложение монотонно убывает, так как матрица предобусловливателя становится более разреженной.

Таблица 2.7 – Время ПУ(0)-разложения, итераций и общее время решения для структуры без диэлектрика

Пред-фильтрация	Составляющие общего времени вычисления	Общее нормированное время
По норме строки		
По максимуму значению строки		
<p style="text-align: center;"> $N = 6400 (\Delta); 4848 (\diamond); 2420 (\square)$ — $T_{ПУ(0)}$, - - - $T_{ПТ}$ </p>		

Количество итераций при этом возрастает, сначала плавно и в то же время неравномерно, а затем, после некоторого значения τ , резко достигает заданного максимального количества (300). Это связано с тем, что матрица предобусловливателя все больше отличается от исходной матрицы и, следовательно, сходимость итерационного процесса ухудшается. В этой области есть провалы на графиках с обеими предфильтрациями, объяснимые резкими изменениями матрицы, улучшающими сходимость итерационного процесса. Также видно, что существует оптимальное значение допуска обнуления τ_{opt} , при котором общее время решения СЛАУ минимально. Минимальное нормированное время решения T_{opt} приблизительно равно для матриц разных размеров. Это означает, что ускорение решения СЛАУ итерационным методом по сравнению с решением методом Гаусса приблизительно одинаково для матриц, полученных из одной и той же конфигурации и при применении предфильтрации одного вида. Также можно выделить диапазон значений τ , при которых время решения СЛАУ близко к минимальному. При изменении N этот диапазон изменяется. При увеличении N правая граница диапазона минимальных значений сдвигается влево, а значение τ_{opt} уменьшается. В табл. 2.8 представлены аналогичные графики для конфигурации с диэлектриком. При сравнении с предыдущими графиками видно, что наличие диэлектрика дает значительно меньшее ускорение. Диапазон минимальных значений при использовании предфильтрации по максимальной строке шире, но при изменении порядка матрицы значение τ_{opt} изменяется больше.

Затраты времени на решение систем линейных алгебраических уравнений методом BiCGStab при τ_{opt} , а также методом Гаусса для конфигурации без диэлектрика сведены в табл. 2.9. Для предфильтрации по максимальному элементу значения допуска обнуления τ_{opt} для разных размеров матрицы совпали, составив 0,145. Ускорение с ростом N увеличилось в 9,6–13,7 раза. Для предфильтрации по норме строки τ_{opt} с ростом N уменьшилось от 0,025 до 0,016, а ускорение увеличилось в 9,6–14,2 раза.

Таблица 2.8 – Время $\Pi U(0)$ -разложения, итераций и общее время решения для структуры с диэлектриком

Пред-фильт-рация	Составляющие общего времени вычисления	Общее нормированное время
По норме строки	<p>T, c 150 100 50 0 2E-04 4E-04 6E-04 8E-04 0,001</p>	<p>T/T_{GE} 1,0 0,8 0,6 0,4 0,2 0,0 0,0002 0,0004 0,0006 0,0008 0,001</p>
По максимальному значению строки	<p>T, c 150 100 50 0 2E-04 4E-04 6E-04 8E-04 0,001</p>	<p>T/T_{GE} 1,2 1,0 0,8 0,6 0,4 0,2 0,0 0,0002 0,0004 0,0006 0,0008 0,001</p>
<p>$N = 6000 (\Delta); 4800 (\diamond); 2400 (\square)$ — $T_{\Pi U(0)}$, --- T_{IT}</p>		

Таблица 2.9 – Результаты вычислений для конфигурации без диэлектрика при τ_{opt}

N	Предфильтрация по максимальному элементу				Предфильтрация по норме строки			
	τ_{opt}	T_{opt}	T_{GE}	T_{GE}/T_{opt}	τ_{opt}	T_{opt}	T_{GE}	T_{GE}/T_{opt}
2420	0,145	1,17	11,25	9,6	0,025	1,17	11,25	9,6
4848	0,145	7,05	92,6	13,1	0,019	7,19	92,6	12,9
6400	0,145	15,52	212,2	13,7	0,016	14,96	212,2	14,2

Затраты времени на решение СЛАУ для конфигурации с диэлектриком при τ_{opt} сведены в табл. 2.10. Видно, что значение допуска обнуления τ_{opt} уменьшается при увеличении порядка матрицы. Ускорение для разных значений N изменяется незначительно: для предфильтрации по максимальному элементу — от 2,4 до 2,5 раза, а по норме строки — от 2,1 до 2,3 раза.

Таблица 2.10 – Результаты вычислений для конфигурации с диэлектриком при τ_{opt}

N	Предфильтрация по максимальному элементу				Предфильтрация по норме строки			
	τ_{opt}	T_{opt}	T_{GE}	T_{GE}/T_{opt}	τ_{opt}	T_{opt}	T_{GE}	T_{GE}/T_{opt}
2400	0,00078	4,62	11	2,4	0,00038	5,1	11	2,2
4800	0,00062	35,5	89,3	2,5	0,00032	42,4	89,3	2,1
6000	0,00040	70,06	174,3	2,5	0,00028	76,19	174,3	2,3

Таким образом, результаты экспериментов показывают, что τ_{opt} существует также и для задач электростатического анализа двумерных конфигураций проводников и диэлектриков.

Исследование сходимости многократного решения СЛАУ с однократно вычисленным предобусловливателем

Проведены исследования сходимости многократного решения СЛАУ итерационным методом BiCGStab [35]. При каждом вычислении корректировались параметры структуры, которые

либо меняли значения элементов в произвольных местах матрицы, либо полностью изменяли матрицу. В качестве предобусловливателя использована LU-факторизованная матрица \mathbf{S} , полученная при начальных параметрах структуры. Чтобы исследовать характер сходимости решения, итерации продолжались до тех пор, пока норма вектора невязки была больше 10^{-16} .

Геометрические параметры структуры: ширина проводника $w = 400$ мкм, толщина проводника $t = 10$ мкм, толщина подложки $h = 200$ мкм, диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_r = 1,3$, ширина диэлектрической подложки равна $2d+w$, где $d = 2000$ мкм. Каждая граница структуры разбита на 300 подынтервалов. Поперечное сечение структуры приведено на рис. 2.5.

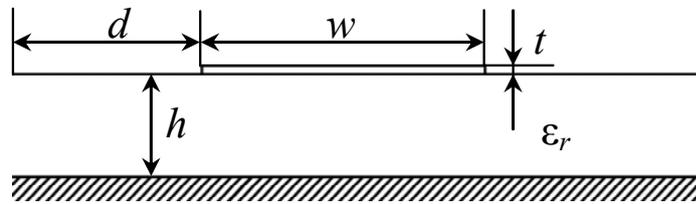


Рисунок 2.5 – Поперечное сечение рассматриваемой структуры

Алгоритм многократного вычисления погонной емкости структуры

1. Создание структуры с геометрическими и электрофизическими параметрами из исходных данных ($w_0, h_0, t_0, \epsilon_{r0}$).

2. Расчет элементов матрицы \mathbf{S}_0 методом моментов [36] и ее факторизация.

3. Вычисление погонной емкости структуры.

4. Для $i = 1, 2, \dots, 10$

Изменение значения одного из исходных параметров ($w_i = w_{i-1} + \Delta w, h_i = h_{i-1} + \Delta h, t_i = t_{i-1} + \Delta t$ или $\epsilon_{ri} = \epsilon_{ri-1} + \Delta \epsilon_r$).

Создание структуры с новыми параметрами ($w_i, h_i, t_i, \epsilon_{ri}$).

Вычисление матрицы \mathbf{S}_i .

Решение СЛАУ $\mathbf{S}_i \boldsymbol{\sigma}_i = \mathbf{v}$ методом BiCGStab с предобусловливателем в виде факторизованной матрицы \mathbf{S}_0 .

Вычисление погонной емкости структуры.

При решении СЛАУ итерационным методом в конце каждой (j -й) итерации выведена относительная норма невязки

$$r_j = \|\mathbf{v} - \mathbf{S}_j \boldsymbol{\sigma}_j\|_2 / r_0,$$

где $\boldsymbol{\sigma}_j$ — вектор решения, полученный на j -й итерации; $r_0 = \|\mathbf{v} - \mathbf{S}_0 \boldsymbol{\sigma}_0\|_2$; $\boldsymbol{\sigma}_0$ — вектор начального приближения (единичный вектор). Максимальное количество итераций метода установлено равным 50.

Норма невязки после j -й итерации при $\varepsilon_r = 1,5; 1,7; \dots; 3,3$ представлена на рис. 2.6. Видно, что при увеличении ε_r до 2,7 количество итераций, требуемых для той же нормы невязки, увеличивается. При $\varepsilon_r > 2,7$ параметр r_j достигает значения около 10^{-2} и не уменьшается при продолжении итераций, т.е. решение не сходится.

Норма невязки после j -й итерации при $w = 475, 550, \dots, 1150$ мкм представлена на рис. 2.7. На графике видно, что при увеличении w количество итераций увеличивается. При $w > 850$ мкм решение не сходится, однако при $w = 1075$ мкм норма невязки r_j на последней итерации достигла значения $2,5 \cdot 10^{-16}$.

Норма невязки после j -й итерации при $t = 15, 20, \dots, 60$ мкм представлена на рис. 2.8. Как и в предыдущих экспериментах, видно, что при увеличении t до 25 мкм количество итераций увеличивается. При $t = 30$ мкм r_j на последней итерации достигло значения $1,77 \cdot 10^{-16}$. При больших значениях t решение не сходится.

Норма невязки после j -й итерации при $h = 250, 300, \dots, 700$ мкм представлена на рис. 2.9. С увеличением значения h до 450 мкм количество итераций, требуемых для сходимости решения, увеличивается. При $h = 250$ мкм параметр r_j достиг значения $1,21 \cdot 10^{-16}$. При $h > 450$ мкм решение не сходится, r_j достигает значения около 10^{-3} .

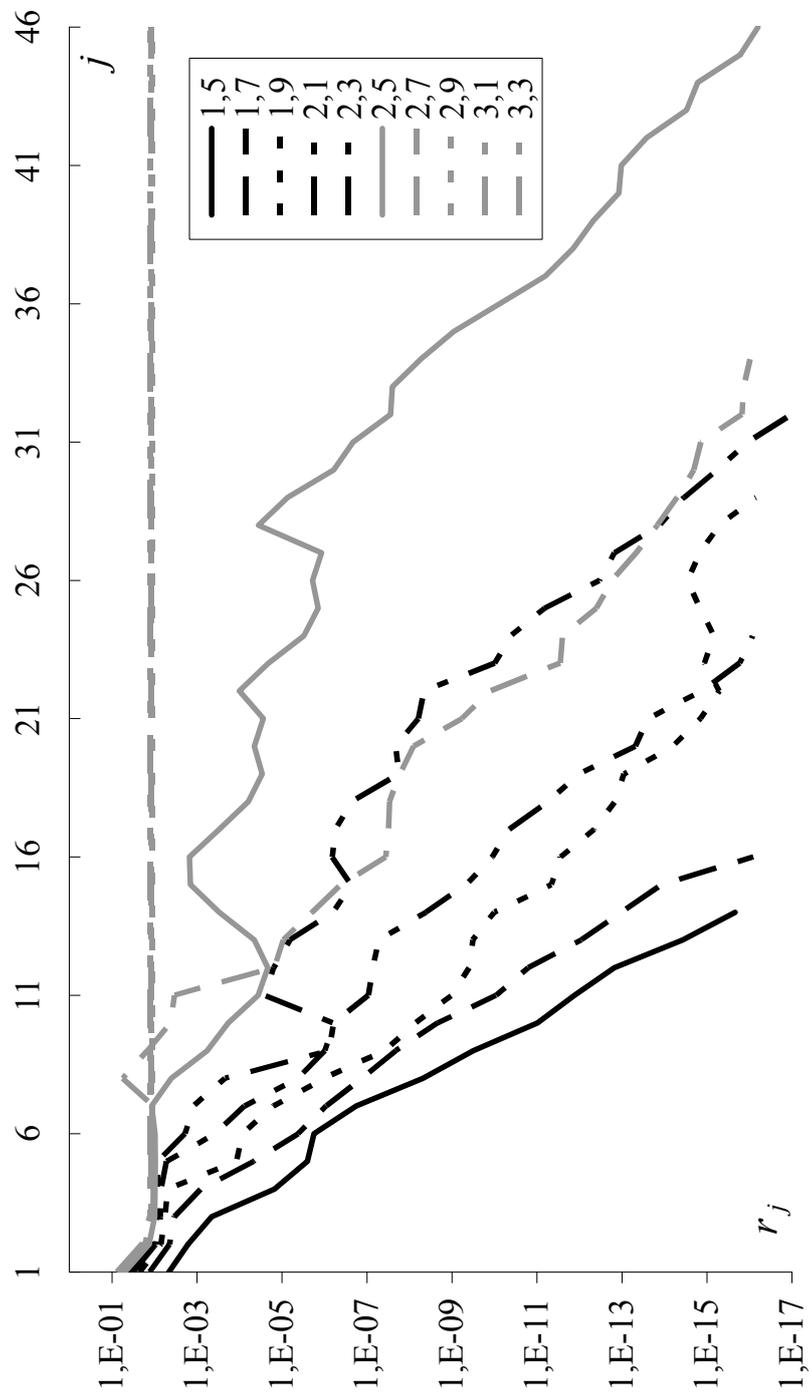


Рисунок 2.6 – Зависимость относительной нормы невязки от количества итераций при $\epsilon_r = 1,5; 1,7; \dots; 3,3$

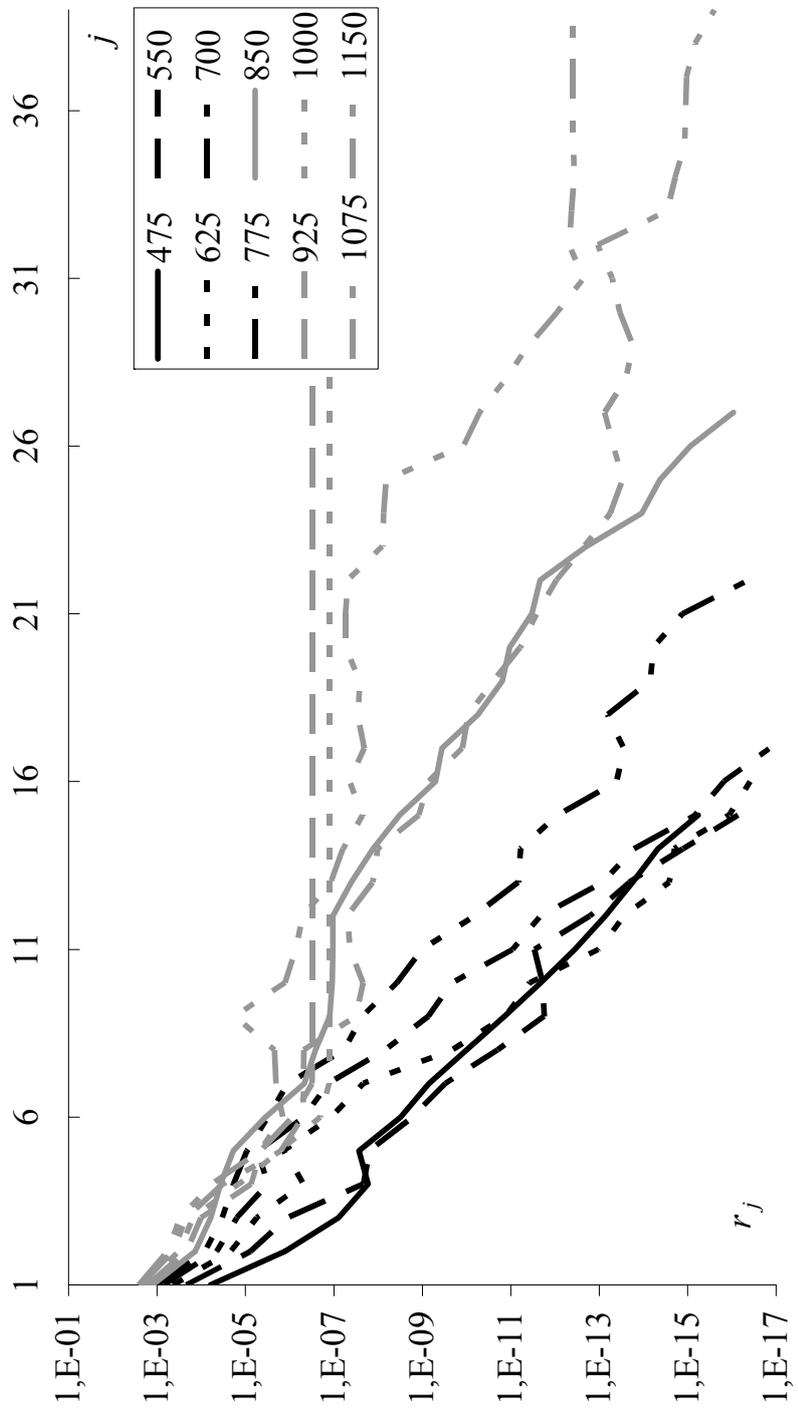


Рисунок 2.7 – Зависимость относительной нормы невязки от количества итераций при $w = 475, 550, \dots, 1150$ мкм

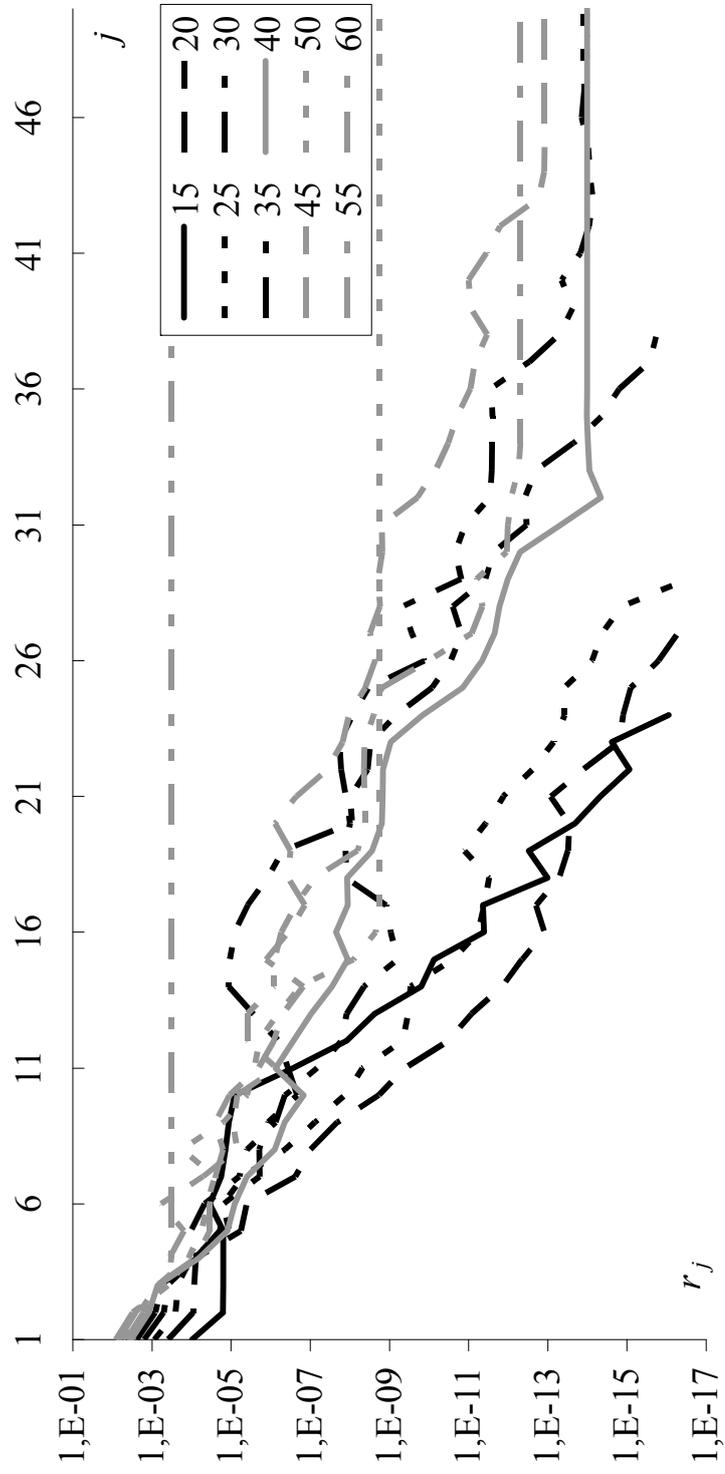


Рисунок 2.8 – Зависимость относительной нормы невязки от количества итераций при $t = 15, 20, \dots, 60$ мкм

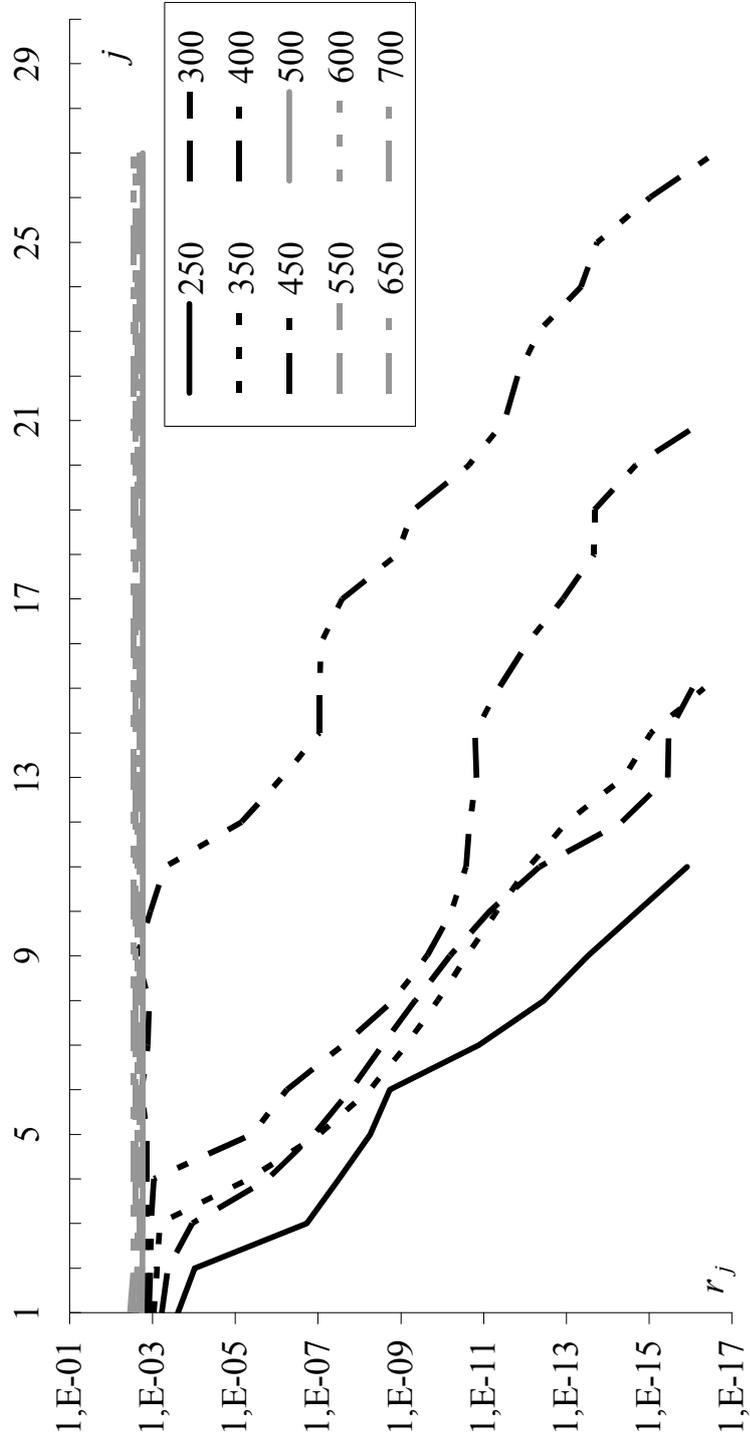


Рисунок 2.9 – Зависимость относительной нормы невязки от количества итераций при $h = 250, 300, \dots, 700$ мкм

Результаты вычислительных экспериментов показывают возможность использования однократно вычисленного предобусловливателя при начальных параметрах структуры для многократного решения СЛАУ итерационным методом BiCGStab. Решение сходится при изменении исходного параметра до двух раз, однако количество итераций при этом возрастает.

2.1.3. Использование аппаратных средств для ускорения решения системы линейных алгебраических уравнений

Рассмотрим ускорение решения СЛАУ за счет использования графических процессоров и параллельных вычислений на центральном процессоре.

На примере матричного умножения проведено сравнение производительности свободно распространяемых библиотек, выполняющих вычисления на центральном и графическом процессорах [37]. Для вычислений на центральном процессоре (CPU) разработаны программы без использования библиотек (собственная реализация алгоритма) и с использованием библиотеки Eigen [11], которая в сравнении с другими свободно распространяемыми библиотеками показывает наилучшую производительность на примере решения СЛАУ [38]. Стоит отметить, что данная библиотека содержит шаблоны, а это упрощает использование векторных и матричных операций линейной алгебры. Для параллельного выполнения программы использовались директивы OpenMP. При оптимизации алгоритма учтен оптимальный доступ к глобальной и кэш-памяти, а также загрузка конвейера инструкций. Матричное перемножение с помощью GPU реализовано на CUDA C, а также с использованием функций библиотеки CUBLAS.

Для сравнения производительности использованы рабочие станции, основные характеристики которых представлены в табл. 2.11. На рис. 2.10 для используемых рабочих станций приведены полученные результаты (производительность, Гфлопс) при изменении порядка матриц.

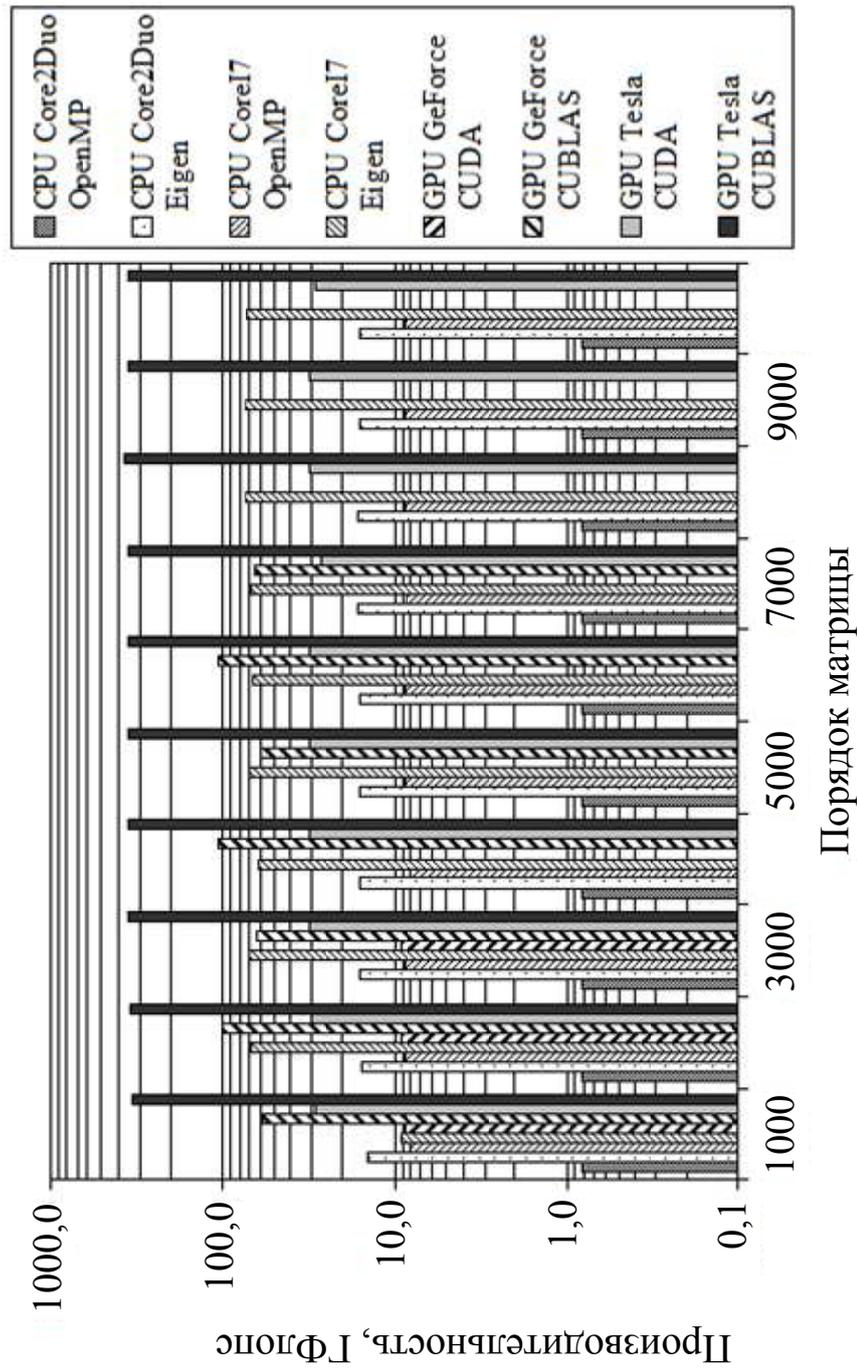


Рисунок 2.10 – Производительность программ, реализующих матричное умножение на центральных и графических процессорах при изменении порядка матриц

Как видно, наибольшая производительность получена при вычислениях с использованием графической платы Tesla и функций библиотеки CUBLAS. При умножении матриц порядка больше 7000 на видеокарте GeForce произошло переполнение памяти, поэтому данные не были получены. Тем не менее, стоит отметить, что данный графический ускоритель показал лучшую по сравнению с процессором Core2Duo производительность.

Таблица 2.11 – Основные характеристики аппаратных платформ

Платформа	Частота процессора, МГц	Объем ОЗУ, Мб	Количество ядер/количество потоков	Операционная система
CPU Intel Core 2Duo 4400	2000	2048	2/2	Windows XP
GPU GeForce 9600GT	600/1500*	512	64/–**	Windows XP
CPU Intel Core I7 970	3200	12288	6/12	Windows 7
GPU Tesla C1060	602/1300*	4096	240/–**	Windows 7
<i>Примечания.</i>				
* – указаны частоты ядра процессора и шейдерных блоков [12];				
** – понятие потока для центральных и графических процессоров различно, здесь имеется в виду возможность использования технологии Hyper-Threading.				

Использование библиотеки Eigen по сравнению с собственной реализацией для программ, работающих только с центральным процессором, дает увеличение производительности почти на порядок. Данное обстоятельство объясняется тем, что данная библиотека эффективно использует SSE-инструкции, которые не использовались при написании собственной программной реализации [38].

Далее проведено сравнение производительности свободно распространяемых библиотек, выполняющих вычисления на центральном и графическом процессорах, на примере решения СЛАУ методом BiCGStab [39]. Матрицы СЛАУ вычислены в системе TALGAT на основе реальной структуры. Производительность программ оценена по времени выполнения одной итерации. Полученные результаты приведены в табл. 2.12.

Видно, что наименьшее время вычислений на CPU затрачивается у программ, реализованных на основе библиотек Atlas и Eigen, а при вычислениях на GPU — при использовании функций CUBLAS.

Таким образом, использование современных графических ускорителей для неграфических вычислений может дать заметный прирост производительности в ресурсоемких вычислениях. Выявлено, что существенное уменьшение времени выполнения итераций вносит использование графических процессоров совместно с библиотекой CUBLAS.

Таблица 2.12 – Время выполнения одной итерации, мс

Порядок матрицы	CoreI7			Core2Duo			Tesla C1060	
	Собственная реализация	Atlas	Eigen	Собственная реализация	Atlas	Eigen	CUDA	CUBLAS
240	0,19	0,05	0,06	0,86	0,11	0,11	1,97	0,43
480	0,35	0,18	0,22	2,00	0,56	0,49	3,34	0,52
2400	6,52	7,89	10,00	31,78	21,92	23,64	44,76	2,44
4800	25,29	34,82	38,69	123,12	99,53	94,06	148,42	5,77
6000	37,39	56,35	61,25	192,50	147,19	146,10	260,62	8,32

Собственная реализация программы для графических процессоров работала медленно из-за ее недостаточной оптимизации.

Для вычислений на центральных процессорах целесообразно либо использование библиотеки Eigen (если используются одноядерные процессоры), либо собственная реализация программы с поддержкой многопоточности и использованием SSE-инструкций (использование многоядерных процессоров).

2.2. Адаптивный итерационный выбор оптимальной сегментации границ проводников и диэлектриков в задачах электростатики

Рассматриваемый алгоритм адаптивного итерационного выбора оптимальной сегментации (АИВОС) [40] интересен тем, что возможность получения приемлемых результатов даже при самой грубой сегментации делает целесообразным начало моделирования именно с нее, поскольку это моделирование требует минимальных затрат. Действительно, порядок матрицы СЛАУ при этом может составлять всего лишь единицы-десятки, а значит, решение СЛАУ может быть очень быстрым. Необходимость более точных результатов делает естественным итерационный характер выбора сегментации, т.е. повтор вычислений с учащением сегментации до получения решения с заданной точностью. Возрастание затрат будет небольшим, поскольку порядок матрицы будет все еще довольно мал: десятки-сотни.

Не следует забывать о факторах, связанных с точностью моделирования и рассмотренных ранее в разделе 1: должна контролироваться точность получения именно выбранной характеристики, поскольку влияние сегментации на различные характеристики может очень сильно отличаться. Также для оптимальной (по критерию выбора ее густоты на различных границах, обеспечивающей минимальное время вычисления при заданной точности выбранной характеристики) сегментации целесообразно отдельно сегментировать границы проводников и диэлектриков, а также границы каждого из них, поскольку их влияние на заданную характеристику будет разным.

В результате, затраты на несколько итераций с увеличивающимся, но остающимся малым, порядком СЛАУ дадут его оптимальное значение, значительно экономящее вычислительные затраты по сравнению с заведомо большим порядком, полученным при равномерной сегментации всех границ.

Для двумерной задачи в системе компьютерного моделирования TALGAT [27] проведен вычислительный эксперимент, показывающий эффективность АИВОС. Выбрана структура, поперечное сечение которой показано на рис. 2.11.

Геометрические параметры структуры взяты из фрагмента реальной печатной платы: ширина проводника $w = 890$ мкм, зазоры $s_1 = 500$ мкм, $s_2 = 1890$ мкм, толщина проводника и сплошных проводящих областей $t = 35$ мкм, толщина препрегов $h_1 = h_3 = 144$ мкм, толщина подложки $h_2 = 220$ мкм. Толщина паяльной маски принята $h_M = 30$ мкм. Ширина сплошных проводящих областей принята равной $5w$, $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r3} = 4,5$; $\varepsilon_{r2} = 4,4$; $\varepsilon_{rM} = 3,5$. Для уменьшения случайной погрешности измерялось время 100 вычислений.

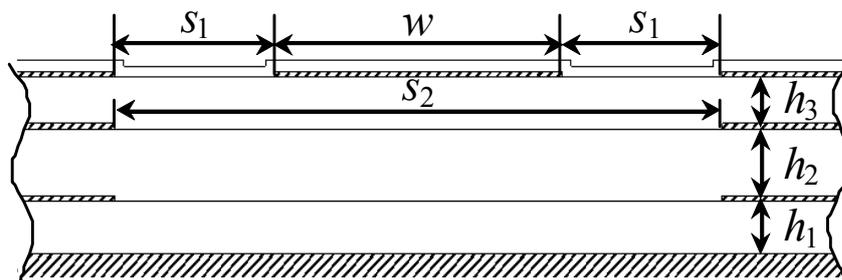


Рисунок 2.11 – Увеличенный фрагмент поперечного сечения моделируемой структуры

Алгоритм вычислений для двумерной структуры:

1. Устанавливаются исходные параметры моделирования (tol , параметры структуры).
2. Устанавливается длина сегмента, равная ширине проводника w .
3. Выполняется предварительное вычисление значения контролируемой величины K_0 .
4. Длина сегмента уменьшается в два раза.
5. Вычисляется значение контролируемой величины при заданной сегментации.
6. Если $(K_i - K_{i-1})/K_{i-1} > tol$, то переход к п. 4.

В табл. 2.13 приведено время T_i , затраченное на вычисление погонной емкости C_i , значение C_i и порядок матрицы СЛАУ N_i для каждой итерации выбора сегмента. Количество итераций для $tol=0,01$ составило 4, однако итерации были продолжены для наглядного представления зависимости T_i от i .

Для равномерной сегментации 10 мкм, заданной вручную (выбиралась с условием разбиения границ проводников на торцах на 3 сегмента), время вычислений составило 1798,02 с, порядок матрицы СЛАУ $N = 7135$, $C = 129,7$ пФ/м. Общее время работы алгоритма (сумма T_i в строках 1–4 табл. 2.13) составило 13,47 с, что в 3 раза меньше времени следующей итерации и в 133 раза меньше времени, затраченного на вычисления с сегментацией, заданной вручную. Требуемая память снизилась с 388 до 3,3 Мбайт, т. е. в 117 раз.

Таблица 2.13 – Результаты вычислительного эксперимента для погонной емкости C

Номер итерации i	Затраченное время T_i , с	Длина сегмента, мкм	N_i	C_i , пФ/м
1	0,47	890	105	121,4
2	0,96	445	182	124,4
3	2,70	222,5	340	125,7
4	9,34	111,25	659	125,8
5	38,31	55,625	1297	127,5
6	174,84	27,8125	2568	128,6

В табл. 2.14 приведено время T_i , затраченное на вычисление погонной емкости $C0_i$ (емкость линии для той же структуры, но не содержащей диэлектрические границы), значения $C0_i$ и порядок матрицы СЛАУ N_i для каждой итерации выбора сегмента. Количество итераций для $tol = 0,01$ также составило 4. Время вычислений с равномерной сегментацией 10 мкм, заданной вручную, составило 1309,12 с, порядок матрицы СЛАУ $N = 5560$, $C0 = 40,11$ пФ/м. Общее время работы алгоритма (сумма T_i в строках 1–4 табл. 2.14) составило 12,08 с, что в 2,5 раза меньше времени следующей итерации и в 108 раз меньше времени, затраченного на вычисления с сегментацией, заданной вручную. Требуемая память снизилась с 235 до 1,98 Мбайт, т.е. в 118 раз.

В табл. 2.15 приведено время T_i , затраченное на вычисление волнового сопротивления Z_i , и значение Z_i для каждой итерации

выбора сегмента. Количество итераций для $tol = 0,01$ составило 4. Время вычислений с равномерной сегментацией 10 мкм, заданной вручную, составило 3127,25 с. Общее время работы алгоритма (сумма T_i в строках 1–4 табл. 3) составило 31,604 с, что почти в 3 раза меньше времени следующей итерации и в 142 раза меньше времени, затраченного на вычисления с сегментацией, заданной вручную.

Таблица 2.14 – Результаты вычислительного эксперимента для $C0$

Номер итерации i	Затраченное время T_i , с	Длина сегмента, мкм	N_i	$C0_i$, пФ/м
1	0,46	890	76	38,09
2	0,93	445	138	39,12
3	2,50	222,5	262	39,62
4	8,19	111,25	510	39,85
5	31,58	55,625	1006	39,96
6	133,95	27,8125	1998	40,03

Таблица 2.15 – Результаты вычислительного эксперимента для волнового сопротивления Z

Номер итерации i	Затраченное время T_i , с	Z , Ом
1	1,054	48,78
2	2,286	47,66
3	6,302	47,15
4	21,962	46,94
5	83,636	46,55
6	354,946	46,32

2.3. Геометрическое моделирование поперечного сечения многопроводных структур печатных плат с помощью макрокоманд

2.3.1. Построение границ прямоугольных проводников

Для упрощенного ввода информации о поперечном сечении структуры в интерпретаторе TALGAT реализованы четыре команды.

Команда `SET_MEDIUM eps_r tan_d` устанавливает относительную диэлектрическую проницаемость *eps_r* и тангенс угла диэлектрических потерь *tan_d* среды, в которой находится печатная плата (по умолчанию 1,0 и 0,0 соответственно).

Команда `LAYER height eps_r tan_d` добавляет слой высотой *height* с диэлектрическими параметрами *eps_r* и *tan_d*.

Команда `COND space [TO_EDGE, TO_CENTER] width thickness [depth]` добавляет на текущий слой прямоугольный проводник. Первый параметр (*space*) — расстояние от края платы (если это первый проводник на слое) или расстояние между проводниками. Это значение также используется для создания крайней правой диэлектрической границы текущего слоя. Если второй параметр принимает значение TO_EDGE, то *space* — расстояние между краями проводников, а если TO_CENTER, то *space* — расстояние между центрами проводников. По умолчанию установлен параметр TO_EDGE. Третий параметр (*width*) — ширина проводника. Четвертый параметр (*thickness*) — толщина проводника. Опциональный пятый параметр (*depth*) — глубина погружения проводника в слой. Если он не задан, то принимается равным 0, т. е. проводник находится на поверхности слоя.

Команда `COVER height eps_r tan_d` добавляет слой диэлектрика высотой *height*, огибающий выступающие проводники.

С помощью перечисленных команд вводимые параметры сохраняются в векторе `vector<layer_tuple> layers`.

При выполнении команды `GET_CONFIGURATION_2D` вызывается функция `LayersToConf()`, которая строит диэлектрические и проводниковые границы в объекте `SConf_list` на основе

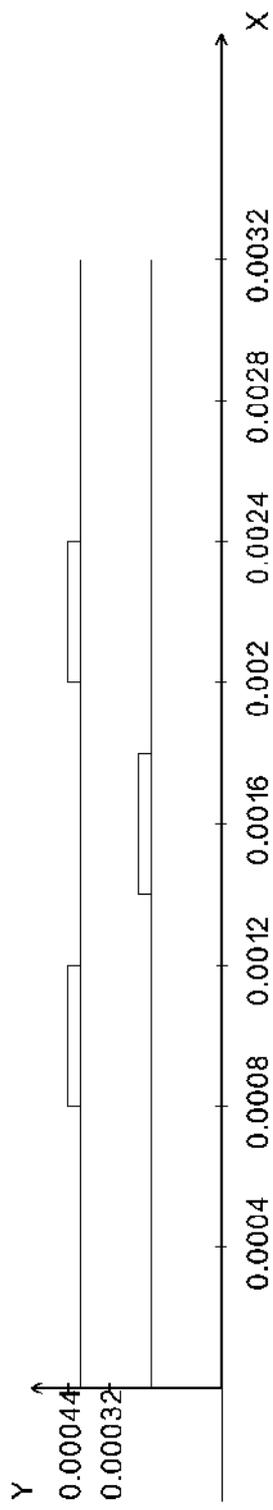
данных из *layers*. Алгоритм работы функции *LayersToConf()* представлен ниже (построение структуры происходит слева направо).

- 1 Найти координату x крайней правой точки структуры.
- 2 Для каждого слоя:
 - 3 Вычислить координаты прямоугольного проводника и диэлектрических границ между проводниками из исходных параметров *space*, *width*, *thickness* и *depth*.
 - 4 Построить проводниковые границы. Для границ, лежащих на уровне диэлектрической границы текущего слоя или ниже его, значения ϵ_r^+ и μ_r^+ принять заданными для текущего слоя. Для границ, лежащих выше уровня диэлектрической границы слоя, значения ϵ_r^- и μ_r^- принять заданными для следующего слоя или среды (если слой является верхним).
- 5 Если диэлектрическая граница не является покрытием
- 6 Построить диэлектрические границы слоя. Значения ϵ_r^+ и μ_r^+ принять заданными для текущего слоя, а значения ϵ_r^- и μ_r^- – для следующего слоя или среды.
- 7 Иначе
- 8 Построить диэлектрические границы покрытия. Координаты интервалов вычисляются на основе информации о геометрическом положении проводников из нижележащего слоя.

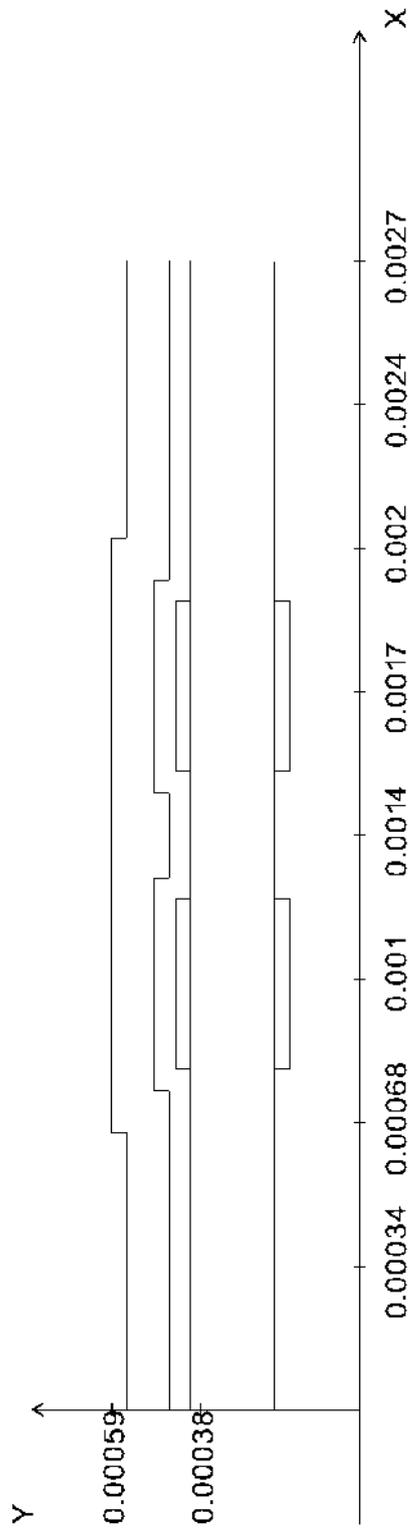
Пример поперечных сечений для двух конфигураций, заданных в листингах 2.1 и 2.2, приведен на рис. 2.12,*а* и *б* соответственно.

Листинг 2.1 – Пример построения поперечного сечения структуры, состоящей из двух диэлектриков и трех проводников

```
LAYER 200e-6 2.5 0.0
COND 1400e-6 400e-6 35.e-6
LAYER 200e-6 3.5 0.0
COND 800e-6 400e-6 35e-6
COND 800e-6 400e-6 35e-6
DRAW_CONFIGURATION2D GET_CONFIGURATION_2D
```



a



б

Рисунок 2.12 – Примеры поперечного сечения структур

Листинг 2.2 – Пример построения поперечного сечения структуры, состоящей из двух диэлектриков, четырех проводников и двух покрывающих слоев

```
LAYER 200.e-6 3.5 0.0
COND 800e-6 400e-6 35e-6 35e-6
COND 300e-6 400e-6 35e-6 35e-6
LAYER 200e-6 4.5 0.0
COND 800e-6 400e-6 35e-6
COND 300e-6 400e-6 35e-6
COVER 50e-6 5.5 0.0
COVER 100e-6 3.5 0.0
DRAW_CONFIGURATION2D GET_CONFIGURATION_2D
```

Таким образом, реализованные команды позволяют упростить пользователю ввод сложных геометрических структур.

2.3.2. Построение границ кривыми Безье

Реализована команда `SPLINE_BEZIER` для построения проводниковых и диэлектрических границ, основанная на построении сплайна Безье, — нескольких кривых Безье, соединенных друг с другом таким образом, чтобы в точках соединений кривых не было изломов [41].

Входные параметры — координаты начальной, контрольных и конечной точек.

Если в качестве входных параметров указываются координаты двух точек, то промежуточные контрольные точки определяются из начальных и конечных координат. Так, если начальная точка $p_1=(x_1, y_1)$, а конечная $p_2=(x_2, y_2)$, то промежуточные контрольные точки задаются как $p_3=(x_2, y_1)$ и $p_4=(x_1, y_2)$, т.е. кривая строится внутри прямоугольника.

В листинге 2.3 приведен пример использования реализованной команды, а на рис. 2.13 показана построенная кривая.

Листинг 2.3 – Пример построения границ с помощью сплайна Безье

```
INCLUDE MOM2D
SET_SUBINTERVALS 10
SET_INFINITE_GROUND 1
DIELECTRIC
SET_ER_MINUS 2.0
SET_ER_PLUS 3.0
SPLINE_BEZIER 0. 0. 0.5 0. 0. 1. 1. 1. 2. 1. 3. 1. 2.5 0. 3. 0.
SET "conf" GET_CONFIGURATION_2D
DRAW_CONFIGURATION conf
```

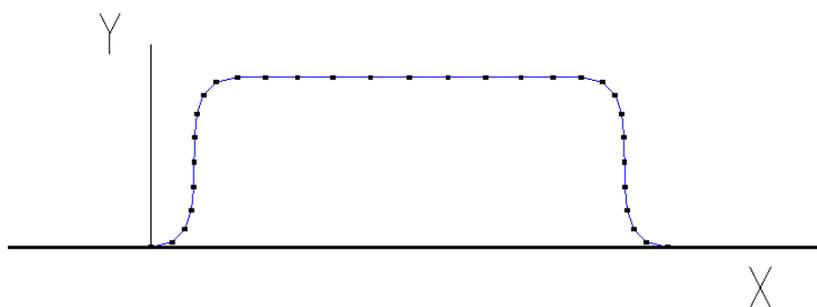


Рисунок 2.13 – Граница, построенная с помощью сплайна Безье

В заключение можно отметить целесообразность использования блочного LU-разложения для уменьшения времени решения СЛАУ. Для рассмотренных задач максимальное уменьшение времени вычислений составило 11 раз.

Выводы о существовании значения τ_{opt} , при котором время решения СЛАУ минимально, сделанные в работе [5] относительно задачи определения токов в проводной антенне, подтверждены для задачи электростатического анализа двумерных конфигураций проводников и диэлектриков.

Подтверждена возможность использования в качестве предобусловливателя факторизованной матрицы S , вычисленной при начальных исходных параметрах, для решения итерационным методом СЛАУ с матрицами, вычисленными при других параметрах. Изменение исходных параметров возможно до двух раз, однако количество итераций при этом возрастает, поэтому необходимо для каждого размера матрицы знать максимально воз-

можное количество итераций, при которых время решения итерационным методом меньше, чем прямым. Если решение не сходится, можно обновить предобусловливатель путем вычисления матрицы S при текущих параметрах структуры и последующей ее факторизацией, обеспечив таким образом сходимость решения во всем диапазоне изменения параметров.

Для уменьшения времени вычислений показана в том числе целесообразность использования аппаратных средств и оптимизированных библиотек.

Предложен алгоритм адаптивного итерационного выбора оптимальной сегментации границ проводников и диэлектриков, апробированный на решении задач электростатики и позволяющий получать требуемую характеристику с контролируемой точностью, не делая избыточно частой сегментации, тем самым значительно экономя время и память.

Описаны реализованные в системе TALGAT команды, упрощающие пользователю ввод поперечного сечения структур, следовательно, уменьшающие время, требуемое для проведения анализа сложных многопроводных структур.

.....

3. Моделирование частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов печатных плат

.....

3.1. Важность корректного учета частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов при моделировании задач электромагнитной совместимости

Выбрана простая тестовая структура – два проводника на диэлектрической подложке над проводящей плоскостью (см. рис. 2.2) [42]. Диэлектрик — широко распространенный материал для подложек печатных плат FR-4, зависимость $\epsilon_r(f)$ которого хорошо исследована [13]. Результаты этих исследований реализованы в системе TALGAT [43] в виде аппроксимирующей функции и используются при моделировании. В вариантах моделирования с частотно-независимыми ϵ_r и $\text{tg } \delta$ взяты значения этой функции для частоты 1 ГГц. Наличие двух проводников позволяет оценить влияние исследуемых факторов отдельно на синфазную и дифференциальную моды.

В качестве входного воздействия выбран трапецеидальный импульс амплитудой 1 В с длительностью фронта и спада по 100 пс, а плоской вершины — 10 пс. Такое воздействие выбрано из следующих соображений: трапецеидальная форма импульса, в отличие, например, от гауссовой, позволяет проще идентифицировать казуальный начальный участок отклика, выявленного в [13]. Форма импульса, близкая к треугольной, обеспечивает максимальное влияние исследуемых факторов на амплитуду импульса. Наконец, если общая длительность импульса меньше разности задержек дифференциальной и синфазной мод, то возможно мо-

дальное разложение исходного импульса на импульсы этих мод, важное для практического применения [44].

Длина линии составляет 1 м. Ко всем концам проводников подключены одинаковые резисторы на землю. Значение сопротивления каждого резистора, для уменьшения отражений каждой моды, взято равным среднему геометрическому сопротивлений синфазной и дифференциальной мод [44].

Выполнено 4 варианта моделирования:

1) ϵ_r не зависит от частоты ($\epsilon_r = 4,54$), потери в диэлектрике не учтены ($\text{tg } \delta = 0$);

2) ϵ_r зависит от частоты, а $\text{tg } \delta = 0$;

3) ϵ_r не зависит от частоты ($\epsilon_r = 4,54$), но учтены потери в диэлектрике как частотно-независимые ($\text{tg } \delta = 0,0153$).

4) ϵ_r и $\text{tg } \delta$ зависят от частоты.

Результаты моделирования приведены на рис. 3.1.

Прежде всего видно, что исходный импульс разделился на два импульса с меньшей амплитудой из-за явления модального разложения. В варианте 1 амплитуда первого импульса 0,25 В, второго — 0,24 В. Для первого импульса время задержки (по уровню 0) равно 5,38 нс, для второго — 5,88 нс. Так как не учитывается частотная зависимость ϵ_r диэлектрика, весь спектр частот для соответствующей моды задерживается на одно и то же время, а импульс по форме и длительности повторяет исходный.

В варианте 2 (когда учитывается только частотная зависимость ϵ_r , а $\text{tg } \delta = 0$) амплитуда импульсов несколько меньше, чем в варианте 1. Импульсы пришли раньше (первый — через 5,36 нс, второй — через 5,86 нс), так как задержка для разных составляющих спектра разная. Наблюдаются нефизичные явления на промежутках 5,15–5,35 нс и 5,67–5,86 нс (импульсы отрицательной полярности, пришедшие гораздо раньше каждого из двух основных импульсов), из чего следует, что недостаточно учтена частотная зависимость только ϵ_r .

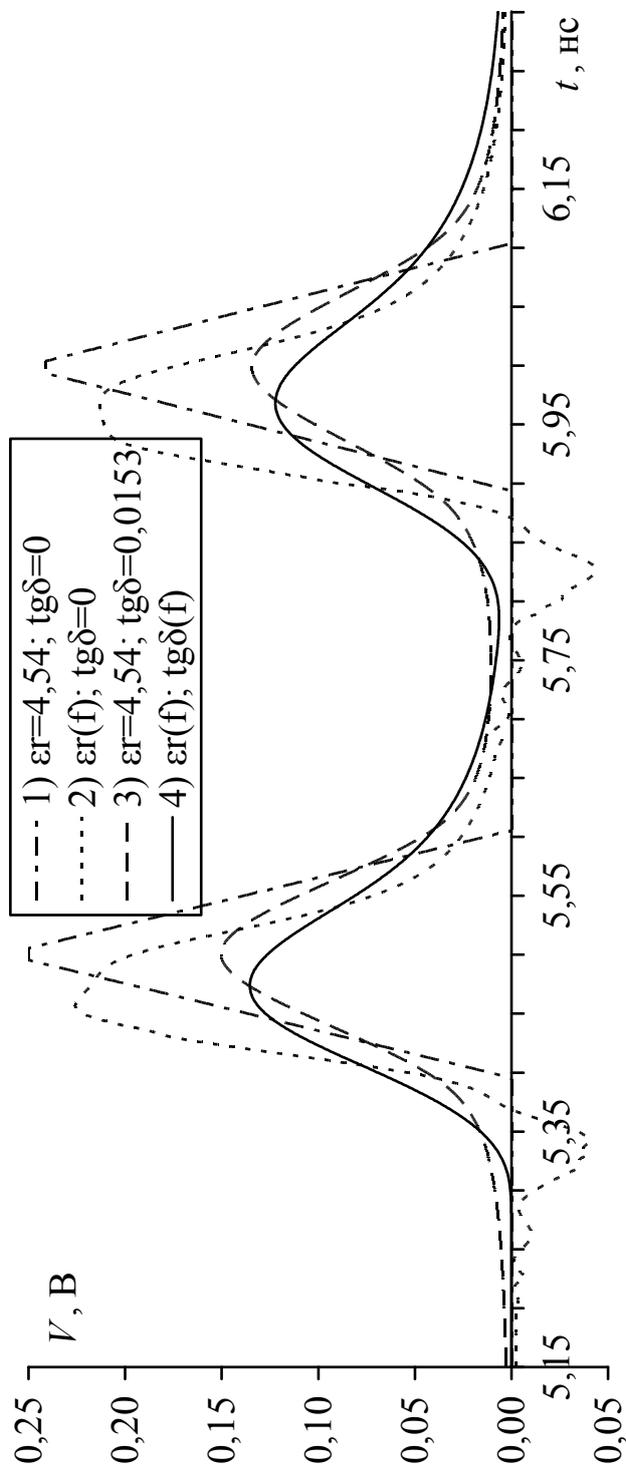


Рисунок 3.1 – Сигнал в конце активного проводника связанной линии для четырех вариантов моделирования

В варианте 3 (с независимыми от частоты значениями ϵ_r и $\text{tg } \delta$) амплитуды первого и второго импульсов значительно уменьшились, составив 0,15 и 0,13 В соответственно. Они почти в 2 раза меньше, чем в варианте 1, так как значительная часть энергии исходного сигнала потерялась в диэлектрике. Нефизичность в виде импульсов отрицательной полярности (как в варианте 2) исчезла. Но для первого импульса видно очень раннее и плавное нарастание фронта, что не соответствует действительности, так как для трапецеидального входного сигнала импульс должен нарастать более резко. Отметим также, что нефизически раннее нарастание фронта второго импульса увеличивает спад первого импульса.

Наконец, в варианте 4 амплитуда первого и второго импульсов еще меньше и составляет 0,13 и 0,12 В соответственно. Время задержки для первого импульса 5,30 нс, для второго — около 5,79 нс. Нет раннего и плавного нарастания сигнала, как в варианте 3, что больше соответствует реальному отклику.

Таким образом, моделирование с полным учетом зависимости комплексной ϵ_r диэлектрика позволяет получить более корректные результаты, чем моделирование без такого учета. При этом форма и задержка сигнала меняются, а амплитуда уменьшается. Сравнение вариантов 3 и 4 показывает, что подбором значений ϵ_r и $\text{tg } \delta$ в варианте 3 может быть получено максимальное совпадение форм сигналов 3 и 4. Полученные значения могут дать приемлемую точность моделирования в диапазоне параметров структуры или при их оптимизации. Таким образом можно обойти использование варианта 4, крайне затратного по времени из-за необходимости вычисления емкостной матрицы, и не однократного, как в варианте 3, а в каждой частотной точке из спектра сигнала.

Несмотря на изменение задержек синфазной и дифференциальной мод, их разность остается неизменной в различных вариантах моделирования. Этот факт также обосновывает возможность использования варианта 3 вместо вычислительно затратного варианта 4 при предварительном моделировании устройств на основе модальных явлений. Между тем нефизичность моделирования в варианте 3 может исказить результаты при

неполном разложении импульсов, характерном для устройств, основанных на модальных явлениях, например многокаскадных модальных фильтров, а также устройств модального зондирования.

Важно отметить, что моделирование проведено на основе усредненных измерений зависимости $\epsilon_r(f)$ материала FR-4 [13]. Однако она различна у разных марок и изготовителей материала, что требует проведения измерений для каждого конкретного случая. К тому же печатные платы производят с использованием других материалов (паяльная маска, лак), частотная зависимость которых зачастую неизвестна, но может влиять на отклик.

3.2. Определение значений диэлектрической проницаемости подложки печатной платы резонаторным методом

3.2.1. Описание методики

Методика [45, 46] основана на определении значений частот собственных колебаний f_{mnp} прямоугольного объемного резонатора, полость которого заполнена исследуемым образцом диэлектрика (рис. 3.2) [15].

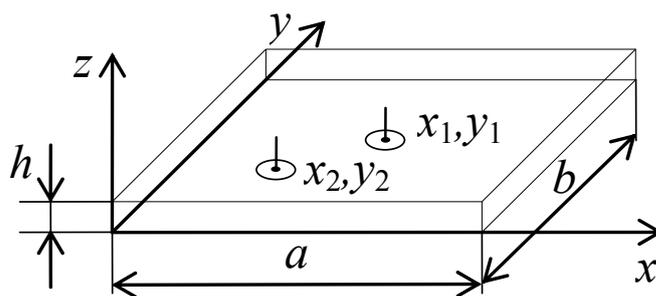


Рисунок 3.2 – Объемный резонатор с портами

Для объемного прямоугольного резонатора с однородным диэлектрическим заполнением известна формула [47]

$$f_{mnp} = \frac{c}{2\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{h}\right)^2}, \quad (3.1)$$

где c — скорость света в вакууме; ε_r , μ_r — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика; m , n , p — номера резонансных режимов; a , b , h — размеры резонатора.

При $a \gg h$ и $b \gg h$ рассматриваются резонансные режимы при $p = 0$, так как при $p = 1$ резонансные частоты на два порядка больше. Тогда, если диэлектрик изготовлен из немагнитного материала, выражение (3.1) сводится к виду

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}, \quad (3.2)$$

откуда

$$\varepsilon_r = \frac{c^2}{4f_{mn}^2} \left(\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 \right). \quad (3.3)$$

Значения f_{mn} соответствуют минимумам зависимости модуля коэффициента отражения от частоты $|\Gamma(f)|$. Однако для корректного вычисления ε_r необходимо правильно идентифицировать номера m и n для этих минимумов. Их можно определить с помощью выражения, описывающего распределение электрического поля в резонаторе [15]:

$$E_z(x, y) = A \sin(k_x x) \sin(k_y y), \quad (3.4)$$

где x и y — координаты точки, в которой определяется поле; A — коэффициент; $k_x = m\pi/a$, $k_y = n\pi/b$.

Анализ выражения (3.4) показывает, что для заданных x и y существуют такие m и n , для которых $E_z(x, y) = 0$. Тогда из формулы (3.4) получается уравнение, решение которого определяет множество значений m и n , которые следует исключить при идентификации режима

$$\sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) = 0. \quad (3.5)$$

Следовательно, чтобы выявить как можно больше режимов резонатора, измерения $|\Gamma(f)|$ необходимо проводить в нескольких его точках. В [15] рекомендуется устанавливать два порта с координатами $x_1 = a/2$, $y_1 = b/2$ и $x_2 = a/4$, $y_2 = b/4$.

3.2.2. Алгоритм вычисления диэлектрической проницаемости из коэффициента отражения резонатора

1. Проводится N измерений коэффициента отражения для двух портов: $|\Gamma_{i1}(f)|$ и $|\Gamma_{i2}(f)|$, где i — номер измерения.

2. Зависимости $|\Gamma_{i1}(f)|$ и $|\Gamma_{i2}(f)|$ обрабатываются медианным фильтром для устранения случайных отклонений и выбросов.

3. Отфильтрованные $|\Gamma_{i1}(f)|$ и $|\Gamma_{i2}(f)|$ дифференцируются.

4. Определяются точки, в которых дифференцированные $|\Gamma_{i1}(f)|$ и $|\Gamma_{i2}(f)|$ переходят из отрицательной области в положительную, эти точки соответствуют резонансам f_{ji} .

5. Для частоты каждого резонанса находится среднее из N значений (f_j) и погрешность измерений (Δf_j) из минимального и максимального значений и приборной погрешности.

6. Определяется последовательность резонансов с соответствующими m и n .

6.1. Из выражения (3.2) вычисляются значения частот для каждого резонанса при $\epsilon_r = 1$.

6.2. В списке L запоминаются значения резонансных частот, их номера m и n и нормированные ($A=1$) значения поля E_z , вычисленные из соотношения (3.4) для каждого порта.

6.3. Список L сортируется по возрастанию резонансных частот.

7. Для $j = 1, 2, \dots, M$ (M — размер списка L):

7.1. Из списка L извлекаются значения m и n и по формуле (3.2) вычисляется значение f_{cj} , где ϵ_r — значение диэлектрической проницаемости, вычисленное на шаге $j - 1$.

7.2. Если для определяемого резонанса и порта значение $E_z > 0$, то в окрестности вычисленной частоты f_{cj} выполняется поиск резонансной частоты из списка частот f_j .

7.3. Вычисляются

$$\varepsilon_{rj} = \varepsilon_{r(j-1)} \left(f_{cj} / f_j \right)^2;$$

ошибка, обусловленная погрешностью Δf_j ,

$$\Delta \varepsilon_{rjf} = \left| \varepsilon_{rj} \left(f_j / (f_j + \Delta f_j) \right)^2 - \varepsilon_{rj} \left(f_j / (f_j - \Delta f_j) \right)^2 \right|;$$

ошибка, обусловленная приборной погрешностью измерения размеров резонатора

$$\Delta \varepsilon_{rjl} = \left| \left(c^2 / 4 f_{ci}^2 \right) / \left((m / (a + \Delta l))^2 + (n / (b + \Delta l))^2 \right) - \left(c^2 / 4 f_{ci}^2 \right) / \left((m / (a - \Delta l))^2 + (n / (b - \Delta l))^2 \right) \right|,$$

где $\Delta l = 0,5$ мм.

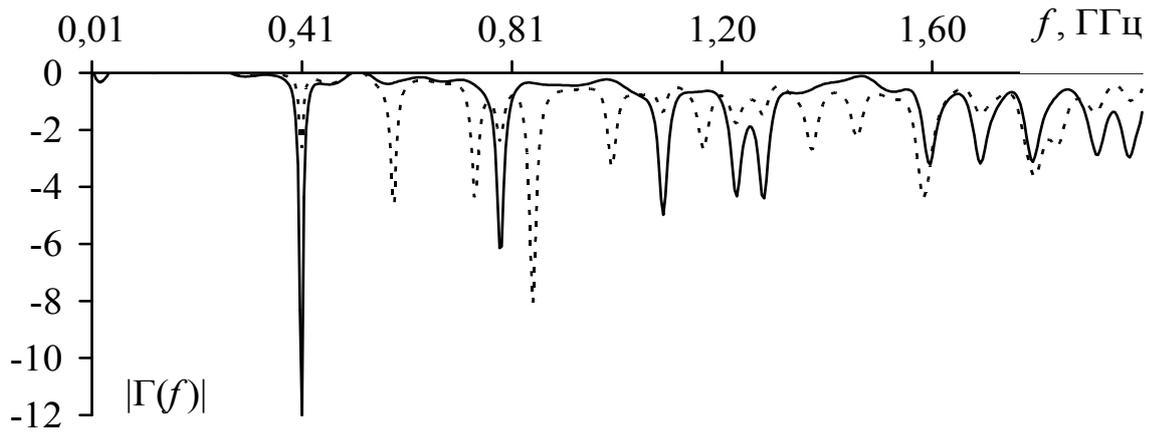
Полная ошибка вычисляется как $\Delta \varepsilon_{rj} = \sqrt{\Delta \varepsilon_{rjf}^2 + \Delta \varepsilon_{rjl}^2}$.

3.2.3. Результаты измерений, вычисления и аппроксимации

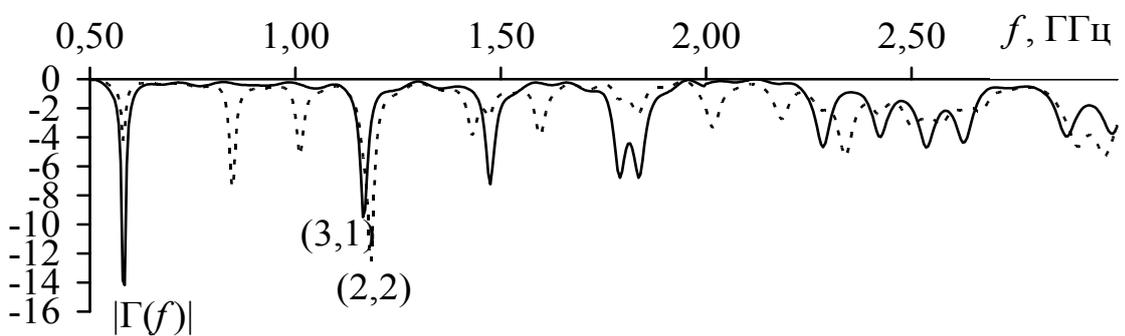
По описанной методике скалярным анализатором цепей P2-40M измерены $|\Gamma(f)|$ для резонаторов, выполненных из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита, запаянного по периметру, а по разработанному алгоритму вычислены значения ε_r . Три резонатора изготовлены из стеклотекстолита марки FR-4 толщиной 1,2 мм, а один — из СТФ-2-1,0-35.

На рис. 3.3 приведены зависимости $|\Gamma(f)|$ для портов 1, 2 всех резонаторов, а на рис. 3.4 — вычисленные значения ε_r . Результаты для всех резонаторов сведены в табл. 3.1.

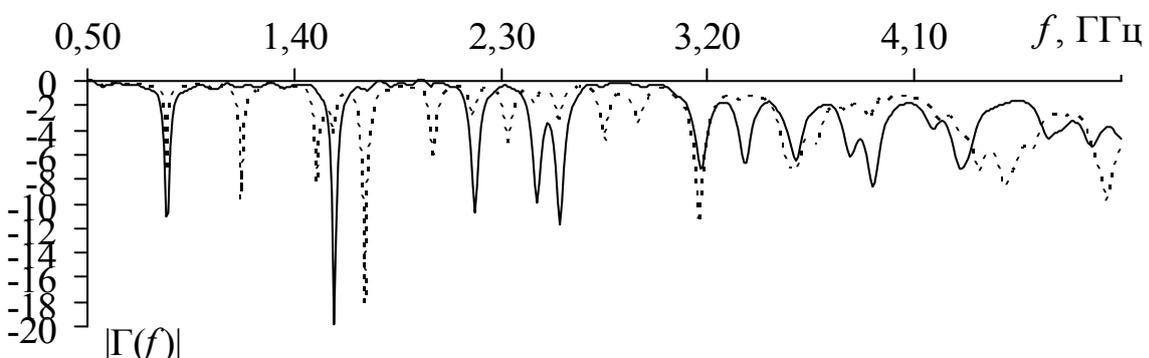
Анализ результатов показывает, что диэлектрическая проницаемость ε_r материала FR-4 изменяется от 4,86 до 4,13. Погрешность измерения увеличивается с уменьшением размеров резонатора.



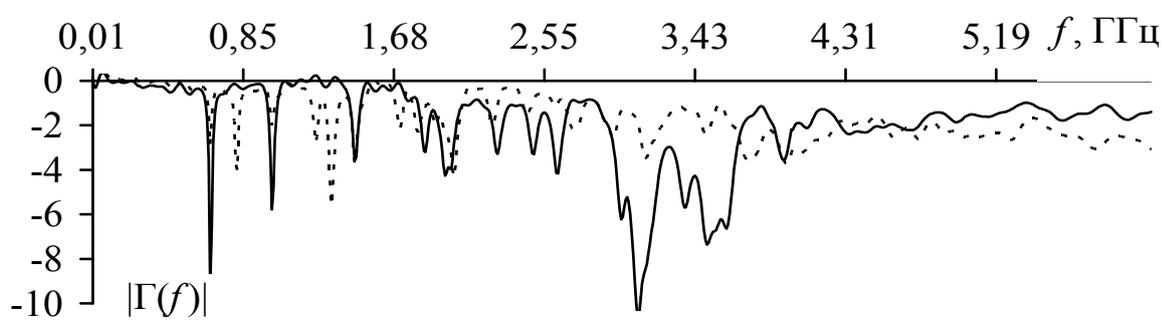
a



б



в



г

Рисунок 3.3 – Измеренные зависимости $|\Gamma(f)|$ для резонаторов 1 (*a*), 2 (*б*), 3 (*в*), 4 (*г*) (— порт1, порт2)

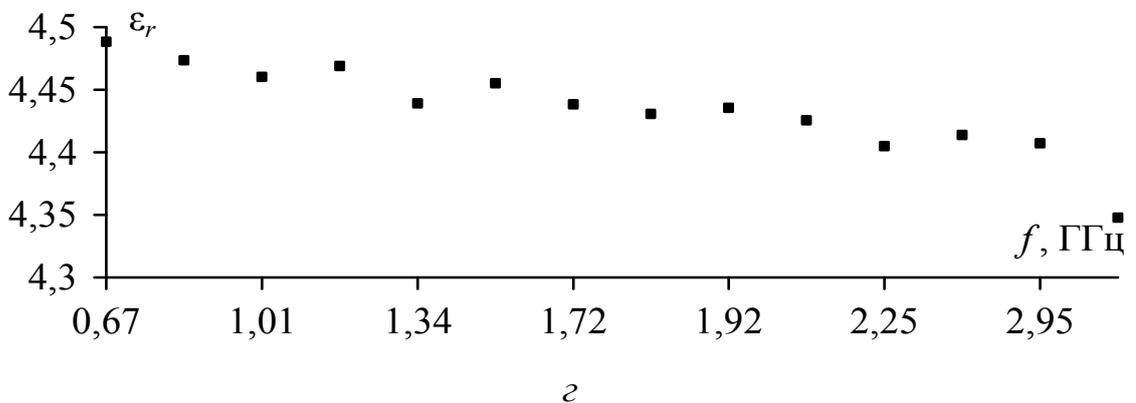
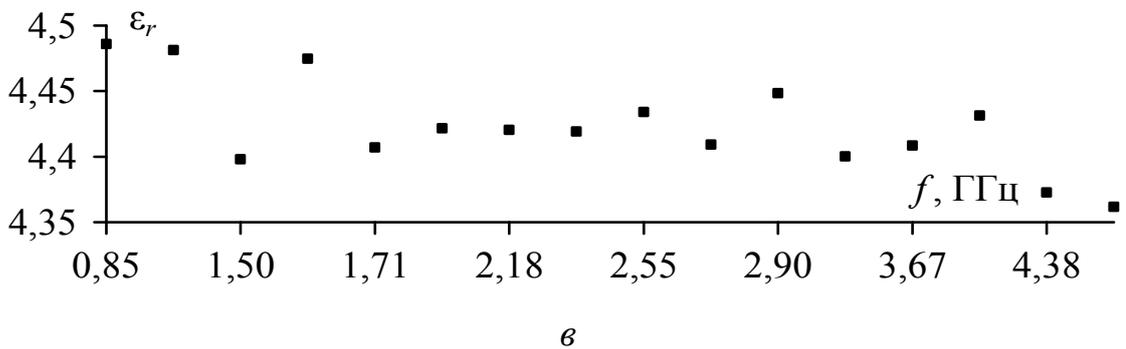
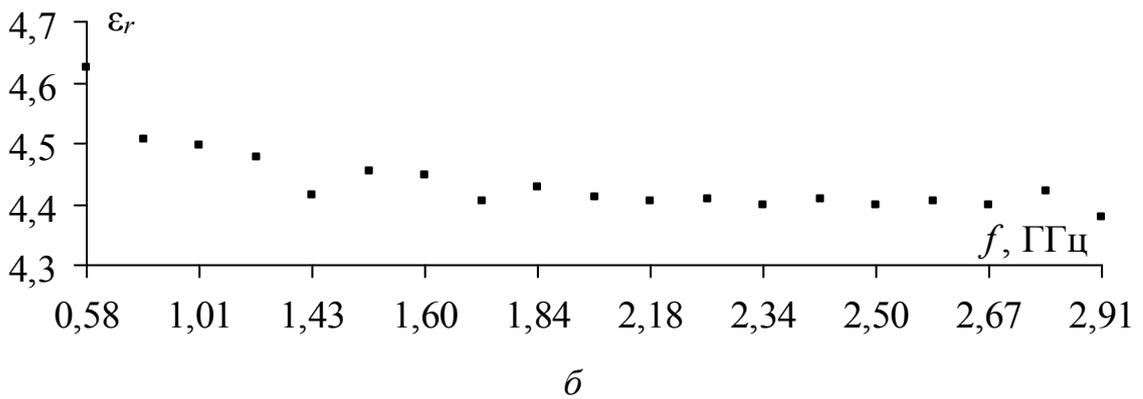
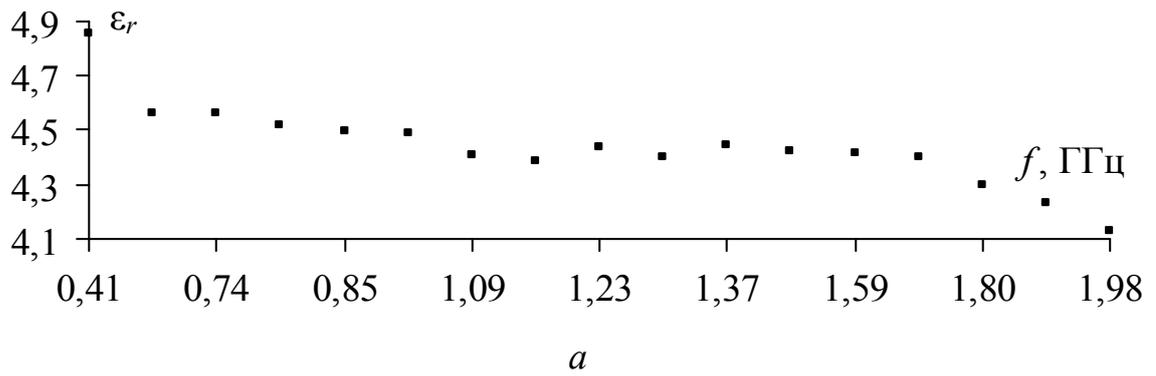


Рисунок 3.4 – Вычисленные значения ϵ_r на резонансных частотах для резонаторов 1 (а), 2 (б), 3 (в), 4 (г)

Таблица 3.1 – Результаты измерений для резонаторов 1–4

Номер резонатора	Марка материала	a , мм	b , мм	f , МГц	$\max(\Delta f_j)$, %
1	FR-4	302	201	406–1975	0,15
2	FR-4	201	149	582–2877	0,15
3	FR-4	151	101	844–4496	0,28
4	СТФ-2	266	116	665–3145	0,16

Окончание табл. 3.1

Номер резонатора	ε_r	$\max(\Delta\varepsilon_{rjf})$, %	$\max(\Delta\varepsilon_{rjl})$, %	$\max(\Delta\varepsilon_{rj})$, %
1	4,86–4,13	0,44	0,98	1,1
2	4,63–4,40	0,61	1,34	1,5
3	4,49–4,36	1,11	1,96	2,3
4	4,49–4,35	–	1,7	1,7

Значительное влияние на общую ошибку измерения оказывает приборная погрешность измерения размеров резонатора. На рис. 3.5 приведены значения ε_r для трех резонаторов и кривая аппроксимирующего полинома $\varepsilon_r(f) = 5,298 - 1,724f + 1,286f^2 - 0,474f^3 + 0,871e-3f^4 - 6,379e-3f^5$ (f — частота в гигагерцах), коэффициенты которого вычислены с помощью метода наименьших квадратов.

Видно, что показания ε_r меняются в среднем от 4,85 до 4,4. Выброс до значения 4,13 на частоте около 2 ГГц может быть обусловлен сложностью определения номеров режимов резонатора на верхних частотах. Примечательно, что в резонаторах 2, 3 этот выброс отсутствует, поэтому его значение можно отбросить. Также на рис. 3.4,б видно, что из-за близко расположенных резонансов (с $m=3, n=1$ и $m=2, n=2$) не было определено значение для режима с $m=3, n=1$, поэтому необходимо тщательно выбирать размеры резонатора.

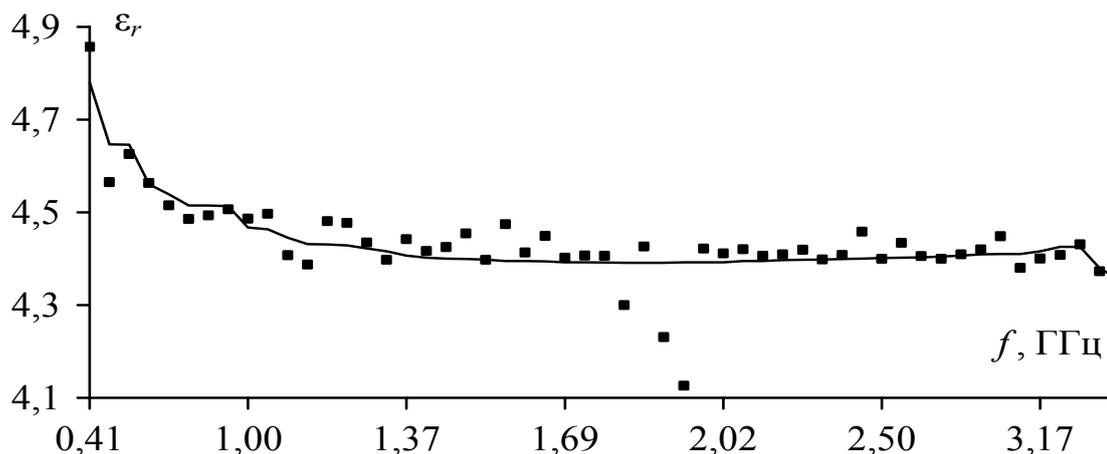


Рисунок 3.5 – Измеренные значения ϵ_r для трех резонаторов, изготовленных из материала FR-4 (▪) и кривая аппроксимирующего полинома (—)

В заключение можно отметить, что при моделировании устройств на основе модальных явлений необходимо учитывать частотную зависимость параметров ϵ_r и $\text{tg } \delta$ на форму отклика во избежание казуальных явлений в форме импульсов синфазной и дифференциальной мод в конце активного проводника.

Приведенные методика и алгоритм определения ϵ_r позволяют получить значения диэлектрической проницаемости в широком диапазоне частот при использовании образцов материала соответствующих размеров. Метод чувствителен к точности определения частот резонансов, и погрешность определения ϵ_r увеличивается с уменьшением размеров резонатора. Результаты измерений для трех резонаторов на FR-4 показали хорошее совпадение в пересекающихся диапазонах частот (844–1975 МГц) и, в то же время, позволили выявлять нефизичные выбросы. Частотная зависимость аппроксимирована полиномом пятой степени. Полученные зависимости позволят более точно и просто моделировать задачи ЭМС в широком диапазоне частот.

.....

4. Совершенствование электромагнитной совместимости элементов бортовой РЭА

.....

4.1. Методика предварительного анализа ЭМС унифицированных электронных модулей

4.1.1. Общие положения методики

В данном разделе рассмотрено совершенствование ЭМС элементов бортовой РЭА [48], а также основные принципы разработанной методики [49]. Под предварительным анализом понимается качественный, а не количественный (без каких-либо оценок, имитационного моделирования или измерений) анализ унифицированных электронных модулей (УЭМ).

Общим принципом уменьшения помех в ЭМС является определение контуров протекания тока и уменьшение их площади, что снижает излучаемые эмиссии от данных контуров, а также их восприимчивость к этим эмиссиям. При разработке УЭМ бортовой РЭА космических аппаратов часто используется электромагнитное реле, обмотка которого шунтируется диодом для гашения перенапряжений на индуктивности катушки. Однако контур тока, протекающего через обмотку реле и шунтирующий диод, при компоновке реле и диода может иметь довольно большую площадь. Кроме того, часто используемое для резервирования параллельное включение нескольких реле, а также нескольких диодов (последовательно и параллельно) может существенно усложнять картину протекания токов на печатной плате, делая необходимым анализ контура от каждой обмотки реле, а также анализ влияния на контур вносимого изменения (в размещение или трассу).

Цепи сигналов датчиков, как правило, требуют пристального внимания на предмет приема электромагнитных помех, а цепи коммутации нагрузок — на предмет эмиссии электромагнитных помех. Цепи земля – питание активных компонентов также требуют пристального внимания на предмет протекания токов (как

правило, больших и быстроизменяющихся) через выводы земля – питание этих компонентов для наименьшего изменения потенциала точек подключения других компонентов к этим цепям [50].

Другими механизмами возникновения помех в печатных платах являются источники, управляемые напряжением и током [51]. Размещение печатной платы в экранирующем корпусе может эффективно ослабить влияние источников, управляемых напряжением и током. Однако важно обеспечить хороший электрический контакт частей корпуса и его соединения с кабельными экранами, иначе сам корпус станет частью антенны, которая может возбуждаться относительно кабелей и других металлических конструкций. Линии входа-выхода представляют собой один из самых легких путей влияния нежелательной энергии на плату или от платы [52]. Указанные аспекты необходимо учитывать в ходе разработки принципиальной схемы и платы УЭМ бортовой РЭА КА.

4.1.2. Структура методики

1. Выявление и уменьшение площади контуров протекания тока. При идеальном варианте, если выделены источник и нагрузка, соединенные двумя проводниками (по которым протекают прямой и обратный токи), то эти проводники должны быть равной длины и расположены максимально близко друг к другу, так чтобы в каждом сегменте линии из прямого и обратного проводников участок прямого тока был параллелен участку обратного тока. Примечательно, что в этом случае вернее всего вести обе трассы рядом на одном слое, синхронно выводя их на слой ортогональной трассировки, а в особых случаях применять печатные витые пары. Данный подход может использоваться при рассмотрении контура тока через обмотку реле и шунтирующий диод (рис. 4.1), цепи датчиков, цепи коммутации нагрузок.

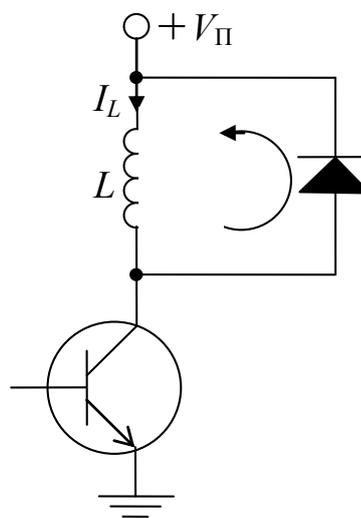


Рисунок 4.1 – Шунтирование диодом индуктивной нагрузки

2. Уменьшение связи через общий импеданс. Трассировка выводов земля – питание активных компонентов должна осуществляться так, чтобы протекание токов (как правило, больших и быстроизменяющихся) через эти выводы приводило к наименьшему изменению потенциала точек подключения других компонентов к этим цепям (рис. 4.2) [50].

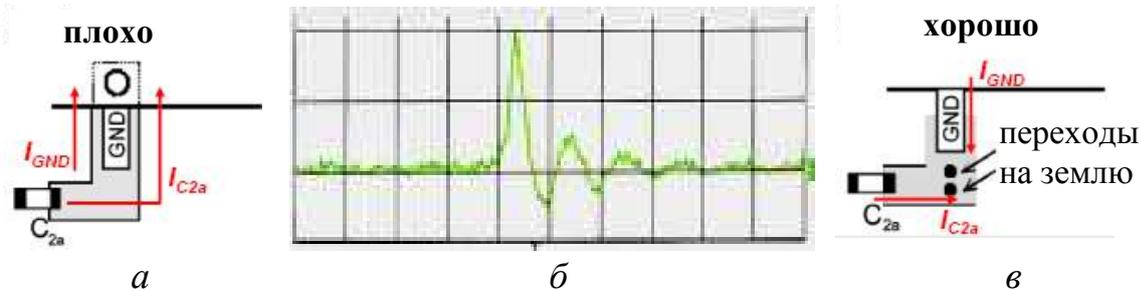


Рисунок 4.2 – Трассировка схемной земли:

а – плохая из-за влияния тока через контакт GND полупроводникового прибора на потенциал земли
(*б* – форма сигнала потенциала земли);

в – хорошая из-за отдельных путей на схемную землю высокочастотного тока через конденсатор C_{2a} и через полупроводниковый прибор (больше сквозных металлизированных отверстий – меньше сопротивление постоянному току и индуктивность)

Общие участки схемной земли различных напряжений питания, а также аналоговых и цифровых цепей желательно минимизировать, поскольку они могут привести к неконтролируемым связям между цепями с различным питанием через общий импеданс.

3. Выявление источников, управляемых напряжением.

Такие источники возникают, когда между двумя частями возможной антенны появляется напряжение сигнала, приводя к излучаемым эмиссиям. Например, сигнальная трасса, имеющая взаимную связь с тепловым радиатором, может возбуждать его относительно плоскости земли и всех соединенных с ней кабелей (рис. 4.3). Такой процесс называют механизмом, управляемым напряжением, поскольку уровень излучаемых эмиссий прямо пропорционален напряжению сигнала. Данные проблемы устраняются лучше всего посредством создания таких условий, при которых сигнальные трассы и компоненты не могут эффективно наводить помехи

на «части» антенны значительного электрического размера. Сама сигнальная трасса (даже если она электрически длинная) не будет эффективной частью антенны, пока она расположена над или под сплошной сигнальной плоскостью земли.

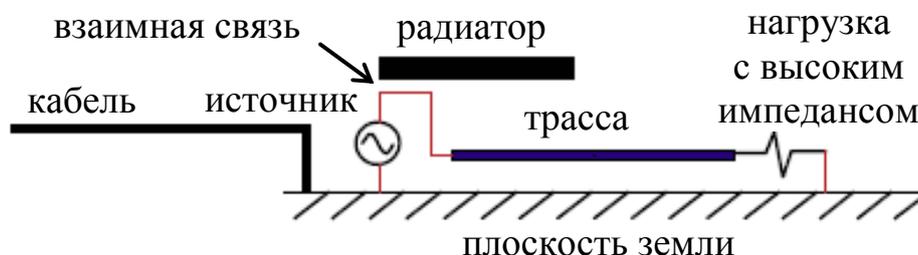


Рисунок 4.3 – Источник, управляемый напряжением

4. Выявление источников, управляемых током. Такие источники возникают, когда на печатной плате быстродействующие цепи расположены между двумя частями антенны (рис. 4.4).



Рисунок 4.4 – Источник, управляемый током

Ток сигнала, протекающий в контуре «трасса – плоскость», создает напряжение между любыми двумя кабелями, соединенными с противоположными частями плоскости. Это напряжение мало по отношению к напряжению сигнала, однако всего нескольких милливольт между двумя кабелями бывает достаточно для превышения требований к излучаемым эмиссиям. Такой процесс называют механизмом, управляемым током, поскольку уровень излучаемых эмиссий прямо пропорционален току сигнала. Если это событие произошло, то в большинстве случаев отсутствует экономичный выход из сложившейся ситуации. В основном у разработчика есть 3 варианта: уменьшить ток сигнала и/или площадь контура тока сигнала; переместить кабели или цепь так, чтобы цепь не была между кабелями; поместить плату в металлическую конструкцию и соединить экраны кабеля с этой

конструкцией. Первый вариант предполагает новую трассировку, второй — новую компоновку. Третий вариант затронуто, но принят к рассмотрению из-за проблемы с исходной компоновкой. Доминирующее влияние источников, управляемых током, — основная причина того, почему желателен располагать все кабельные соединители с одного края или угла печатной платы.

5. Контроль резонансов корпуса. В неправильно сконструированном корпусе проблемы с электромагнитными помехами могут быть связаны с резонансами, которые возникают внутри корпуса. Например, на высоких частотах гармоники сигнала могут совпадать с объемными резонансами внутри корпуса. Когда это происходит, внутри него могут создаваться большие поля и энергия может излучаться через щели и апертуры корпуса. На уровне печатной платы лучший путь устранения проблемы такого типа — пытаться ограничить поля, связанные с сигналами, которые имеют значительные гармонические составляющие выше нескольких сотен мегагерц.

6. Влияние сигналов на вход-выход. Компонент на плате, связанный с компонентом вне платы через соединитель, должен размещаться как можно ближе к этому соединителю. Компоненты, не подсоединенные к цепям входа-выхода, должны размещаться, по крайней мере, в 2 сантиметрах от цепей входа-выхода и соединителей. Все внеплатные связи от одного компонента должны разводиться через один и тот же соединитель. Сигнальные токи могут создавать наводки на трассы, соединенные с проводниками кабеля. Поэтому трассы к соединителям неэкранированных кабелей должны быть довольно короткими и проходить как можно дальше от высокочастотных источников. Трассы, не относящиеся к входу-выходу, не должны находиться между входными-выходными соединителями и компонентами, передающими и принимающими сигналы через данный соединитель. Трассы сигналов с высокочастотным составом не должны проходить под компонентами, используемыми для входа-выхода платы.

7. Контроль паразитных параметров контактных площадок компонентов. Паразитную индуктивность трассировки выводов конденсаторов и резисторов желателен уменьшать. В общем случае это можно сделать за счет уменьшения длины и увеличения ширины трасс к выводам за счет увеличения числа

параллельных переходных отверстий при переходе по слоям (рис. 4.5,*а*), а также за счет увеличения взаимной индукции трасс с прямым и обратным токами, например за счет их сближения, причем как в участках трасс, так и в сквозных металлизированных отверстиях (рис. 4.5,*б*) [53].

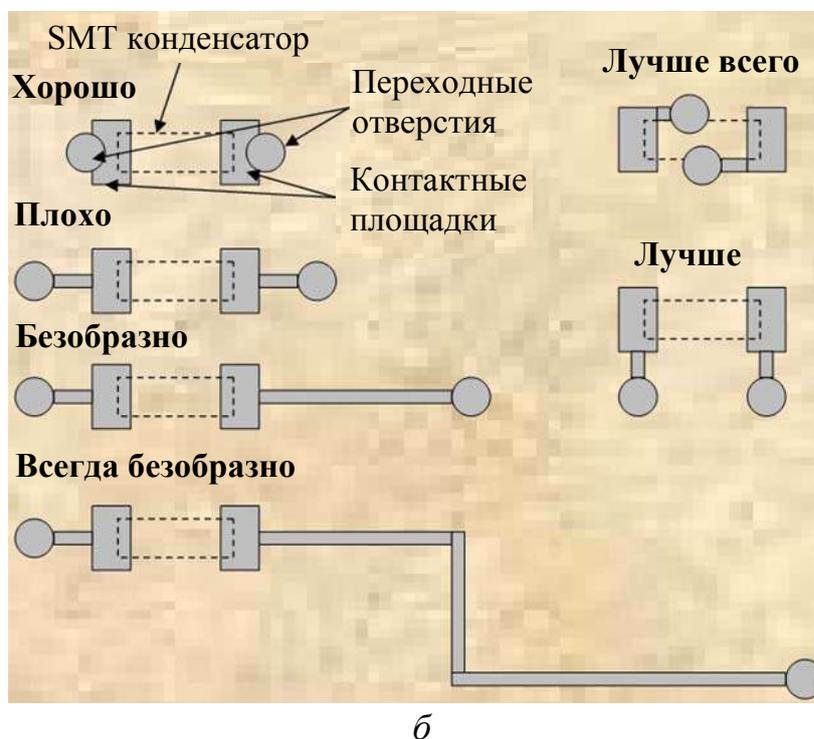
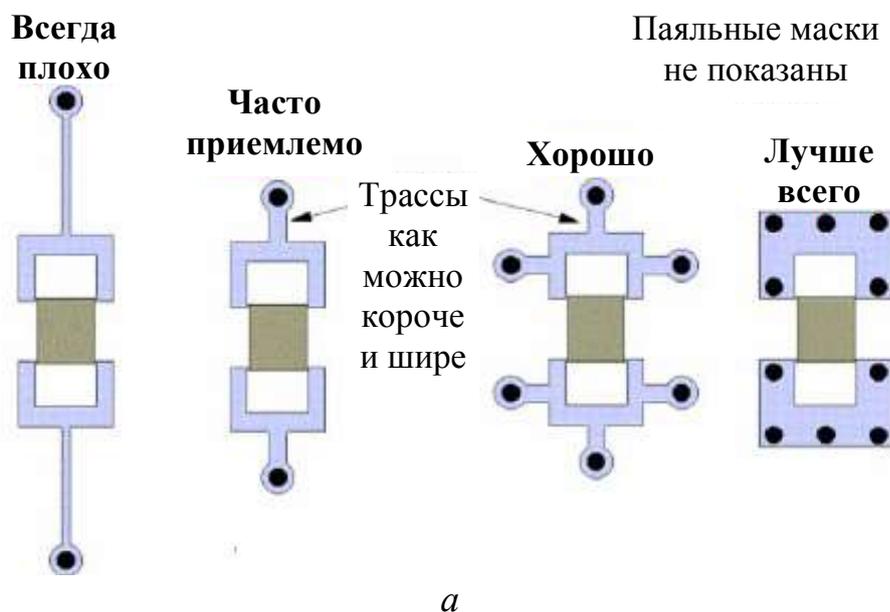


Рисунок 4.5 – Трассировка и переходные отверстия конденсаторов с акцентом на уменьшение паразитной индуктивности за счет длины (*а*) и расположения трасс и отверстий (*б*)

Паразитные емкости, всегда существующие между выходом и входом усилительных компонентов, не должны значительно увеличиваться за счет контактных площадок и трассировки на печатной плате.

8. Цепи земля-питание. Разводка системы земля-питание — сложная задача. Качественные рекомендации сводятся к обеспечению ее максимальной эквипотенциальности, достигающейся конструкторскими средствами, как правило, за счет уменьшения длины и индуктивности цепи земля-питание. Наилучшим вариантом для шин питания является их расширение и расположение (где это возможно) друг под другом на соседних слоях или рядом на одном слое, причем на как можно более близком к металлическому основанию слое (минимальная погонная индуктивность) [54].

9. Перекрестные наводки в проводниках. Сигналы в длинных параллельных линиях различных цепей, близко расположенных друг к другу, могут создавать перекрестные наводки, причем как в начале, так и в конце линий (по отношению к источнику сигнала). Уменьшение длины линий уменьшает наводки. Наводка значительно зависит от расположения проводников, по которым протекают обратные токи, и требует моделирования конкретных конфигураций. Приближение к металлическому основанию уменьшает электромагнитные связи. Качественный анализ позволяет утверждать следующее. Расположение проводников друг под другом на соседних слоях (лицевая связь), как правило, дает самую большую наводку. При расположении проводников на одном слое (торцевая связь) наводка, как правило, меньше, чем в первом случае, и уменьшается с ростом расстояния между проводниками. Причем это уменьшение тем сильнее, чем ближе трассы к плоскости земли.

10. Распределение контактов соединителей. Соединители в ЭМС всегда рассматриваются как место возможной эмиссии помех от платы или наоборот. Связано это, как правило, с нарушением близкого расположения проводников прямого и обратного токов (для дифференциальной моды), а также с несоблюдением симметрии их расположения по отношению к корпусной земле (для синфазной моды).

4.1.3. Апробация методики на реальных унифицированных электронных модулях

В ходе НИОКР ТУСУРа для ОАО «Информационные спутниковые системы» на основе методики предварительного анализа были выданы рекомендации для ряда различных УЭМ бортовой РЭА космических аппаратов. Ниже представлены некоторые примеры.

1. Контур тока обмотки реле и шунтирующего диода. На рис. 4.6 представлен контур КР7-VD49-VD50. Стрелками показано направление тока после отключения обмотки реле от источника питания. Для уменьшения площади контура трассу 267 рекомендуется провести ближе к дорожке 19 либо реле КР7 подключить к общему проводу (трасса 19) в другом месте.

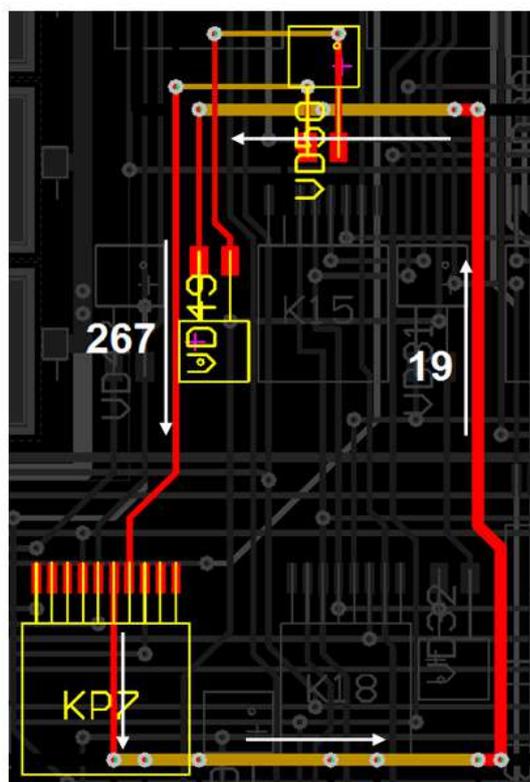


Рисунок 4.6 – Контур КР7-VD49-VD50

2. Связь через общий импеданс выводов земля-питание активных компонентов. На примере микросхем DD1 и DK1 рассмотрены возможные связи через общий импеданс. На рис. 4.7

показана конфигурация цепи земли. Трасса 100 (земли питания) в слое INT6 имеет переход на внешний слой Bottom в месте «а». Трасса в слое INT7 имеет переход на слой Bottom в месте «б». Таким образом, токи через контакт 7 (земли) цифровой интегральной схемы (ИС) DD1 будут изменять потенциал контактной площадки контакта 7, от которого берется земля для контакта 2 аналоговой ИС DK1. Однако это изменение представляется незначительным. Гораздо серьезнее могут оказаться связи через общий импеданс аналоговой и цифровой земли, которые требуют дополнительного анализа.

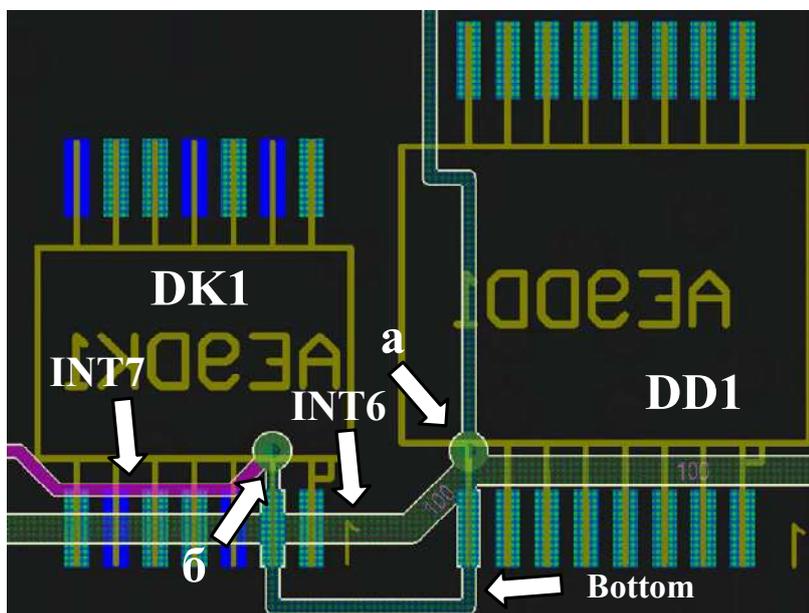
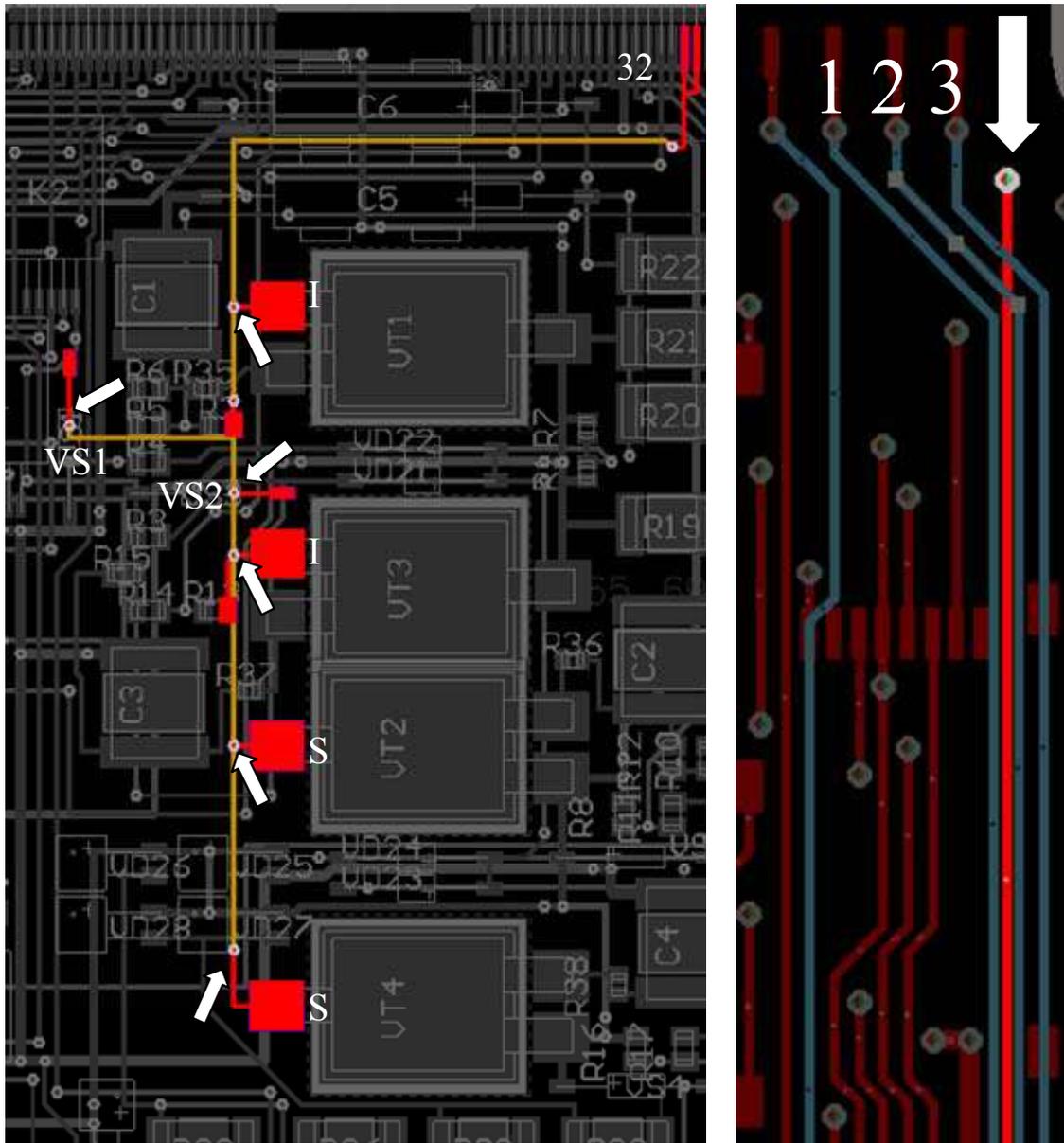


Рисунок 4.7 – Участок платы возле микросхем DD1 и DK1

3. Контроль паразитных параметров трассировки выводов компонентов. На рис. 4.8,*а* видно, что к шине 32 (ОБЩ.+15–1,3) подходят все 4 транзистора: $VT1$, $VT3$ соединены истоком; $VT2$, $VT4$ соединены стоком. Также к истоку транзисторов $VT1$, $VT3$ с помощью той же трассы соединяются стабилитроны $VS1$ и $VS2$. Трасса узкая (0,5 мм), что вызывает увеличение паразитной индуктивности. Для уменьшения ее влияния необходимо сделать трассу более широкой.

4. Параллельные дорожки из разных слоев. На рис. 4.8,*б* показан участок схемы, на котором в разных слоях параллельно проходят трассы, имеющие отношение к разным частям схемы.

Трасса со стрелкой подсоединена к реле К6, трассы 1 и 2 относятся к реле К11, а трасса 3 — к VD61.



а
б
Рисунок 4.8 – Подключение компонентов к шине 32 (а)
и параллельные трассы (б)

5. Уменьшение связи через общий импеданс. На рис. 4.9 показан участок схемы с конденсаторами $C11$, $C14$, $C17$ в цепях земля-питание. Емкости расположены между землей GNA и шиной питания +12 В, которая питает генератор $G1$. Стоит отметить, что емкости находятся рядом с генератором, что уменьшает паразитные индуктивности. Однако есть возможность увеличить

число металлизированных отверстий (белые круги), что позволит уменьшить паразитные индуктивности отверстий почти в это же число раз, поскольку они соединены параллельно.

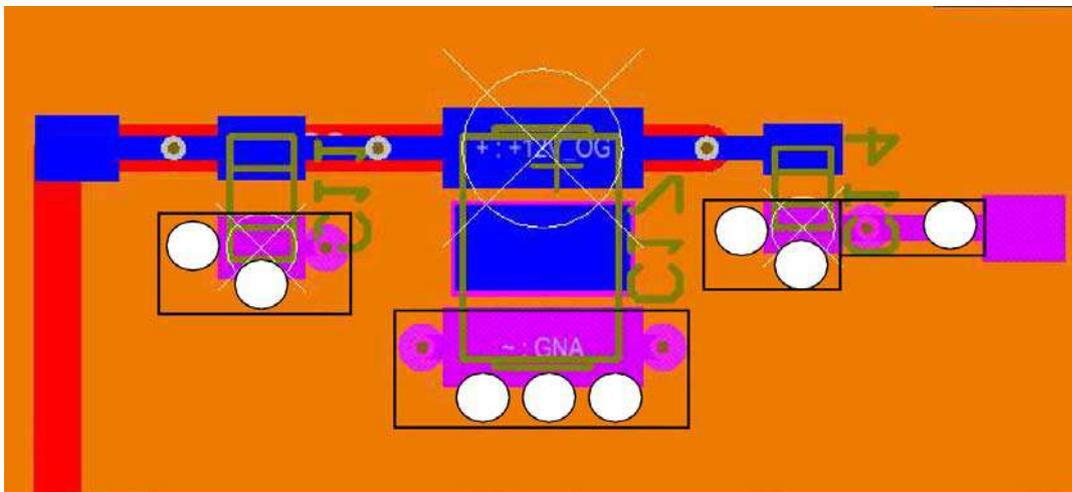


Рисунок 4.9 – Конденсаторы в цепях земля-питание

Кроме того, объединение их полигоном (черные прямоугольники на рис. 4.9) также уменьшит индуктивность контактной площадки.

4.2. Исследование микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками

4.2.1. Моделирование волнового сопротивления и погонной задержки

Описано моделирование микрополосковой линии с разным числом боковых заземленных проводников на разных слоях [55].

Проведен расчет волнового сопротивления Z и погонной задержки τ микрополосковой структуры. Для оценки влияния боковых заземленных проводников исследовано несколько вариантов: МПЛ — микрополосковая линия без боковых заземленных проводников (рис. 4.10,а); МПЛ1 — микрополосковая линия с боковыми заземленными проводниками на одном (верхнем) слое (рис. 4.10,б); МПЛ2 — микрополосковая линия с боковыми заземленными проводниками на двух (верхнем и среднем) слоях

(рис. 4.10,в); МПЛЗ — микрополосковая линия с боковыми заземленными проводниками на трех (верхнем, среднем и нижнем) слоях (рис. 4.10,г).

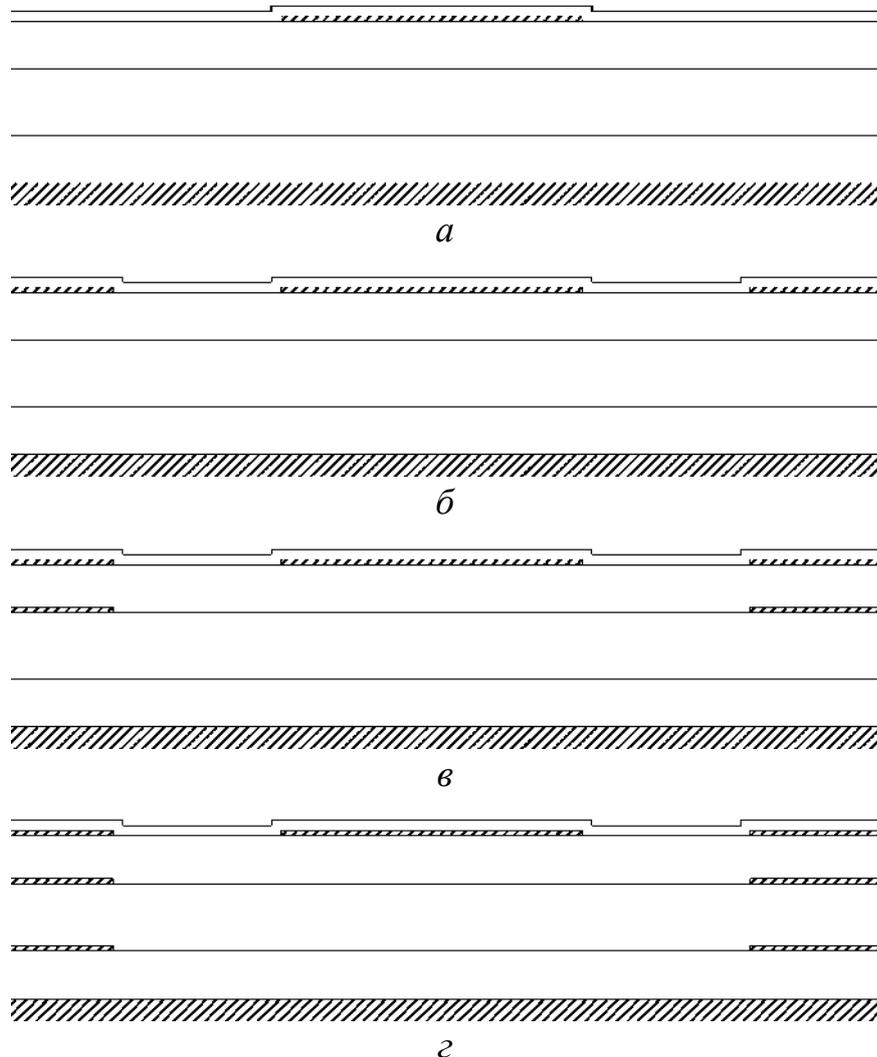


Рисунок 4.10 – Фрагменты поперечного сечения:
МПЛ (а); МПЛ1 (б); МПЛ2 (в); МПЛЗ (г)

Геометрические параметры проводников и диэлектриков взяты из фрагмента реальной печатной платы: ширина проводника $w = 890$ мкм, толщина проводника и боковых заземленных проводников $t = 18$ мкм, толщина препрегов $h_1 = h_3 = 144$ мкм, толщина подложки $h_2 = 220$ мкм. Толщина паяльной маски принята $h_M = 30$ мкм, относительная диэлектрическая проницаемость препрегов $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r3} = 4,5$; подложки $\epsilon_{r2} = 4,4$; паяльной маски $\epsilon_{rM} = 3,5$. Ширина боковых заземленных проводников принята равной $5w$. Зазоры между краями полосы и боковых заземленных

проводников — $s = 0,5; 1,0; 1,5$ мм, а боковых заземленных проводников — $(s + w + s)$. Длина сегментов дискретизации всех границ 7 мкм.

В системе TALGAT построены геометрические модели четырех вариантов поперечного сечения микрополосковой линии. Методом моментов вычислены матрицы погонных емкостей и индуктивностей структуры (с учетом всех боковых заземленных проводников), из которых для дальнейших расчетов бралось значение для первого проводника (полоски). Далее вычислены значения Z и τ линии.

В табл. 4.1 приведены значения Z и τ для разных вариантов структуры при различных расстояниях до бокового заземленного проводника s . Для каждого значения рассчитан процент отклонения для МПЛ.

Анализ результатов для Z показывает последовательное уменьшение его значения, достигающее минус 0,5 % для $s = 1,5$ мм, минус 1,5 % для $s = 1,0$ мм и минус 6,4 % для $s = 0,5$ мм. Примечательно, что основное влияние на уменьшение Z имеет боковой заземленный проводник верхнего слоя, тогда как влияние остальных гораздо меньше, причем уменьшается с удалением от полоски. Таким образом, выбор зазора критичен для Z . Лишь при больших зазорах влияние боковых заземленных проводников можно не учитывать и вычислять волновое сопротивление как в обычной микрополосковой линии. Уменьшение зазоров все сильнее уменьшает Z и требует его вычисления с учетом боковых заземленных проводников. Очевидно, что количеством боковых заземленных проводников и их зазорами можно контролировать Z при невозможности сделать это другими средствами.

Такое поведение сопротивления объясняется увеличением емкости микрополосковой линии при добавлении боковых заземленных проводников, которое и ведет к уменьшению Z согласно формуле

$$Z = 1 / \left(v_0 (C \cdot C_0)^{1/2} \right),$$

где v_0 — скорость света в вакууме; C и C_0 — погонные емкости при заданных диэлектриках и в вакууме.

Таблица 4.1 – Вычисленные значения волнового сопротивления Z и погонной задержки τ для вариантов структуры при разных s

Вариант структуры	$s = 1,5$ мм			$s = 1,0$ мм			$s = 0,5$ мм					
	$Z, \text{ Ом}$	$\Delta Z, \%$	$\tau, \text{ нс/м}$	$\Delta \tau, \%$	$Z, \text{ Ом}$	$\Delta Z, \%$	$\tau, \text{ нс/м}$	$\Delta \tau, \%$	$Z, \text{ Ом}$	$\Delta Z, \%$	$\tau, \text{ нс/м}$	$\Delta \tau, \%$
МПЛ	50,411	0	6,098	0	50,411	0	6,098	0	50,411	0	6,098	0
МПЛ1	50,167	-0,466	6,079	-0,312	49,731	-1,349	6,056	-0,689	47,614	-5,548	5,996	-1,673
МПЛ2	50,155	-0,508	6,079	-0,312	49,681	-1,448	6,057	-0,672	47,280	-6,211	6,005	-1,525
МПЛ3	50,152	-0,513	6,080	-0,295	49,668	-1,474	6,058	-0,656	47,190	-6,389	6,011	-1,427

Анализ результатов для погонной задержки показывает, что добавление бокового заземленного проводника на верхний слой уменьшает τ (до 1,6 % при $s=0,5$ мм), а на средний и нижний слои — наоборот, увеличивает, компенсируя (хотя и не полностью) его уменьшение из-за верхнего бокового заземленного проводника. Такое поведение τ объясняется перераспределением электрического поля — в варианте МПЛ1 поле распределено во внешней среде больше, чем в варианте МПЛ. В двух других вариантах (МПЛ2 и МПЛ3) оно больше распределяется в диэлектриках линии, чем во внешней среде, что и ведет к увеличению значения τ .

В заключение отметим, что результаты получены для конкретных значений параметров стека печатной платы. Поэтому для других значений и стеков выводы могут отличаться. Возможны качественные оценки, но они очень ограничены. Так, можно определенно утверждать, что при меньшей толщине проводников (5 мкм) влияние боковых заземленных проводников будет слабее, а при большей (35 мкм) — сильнее.

4.2.2. Микрополосковая линия со стабильной задержкой

Рассмотрим микрополосковую линию, которая обеспечивает требуемое значение волнового сопротивления при стабильной за счет изменения зазоров погонной задержке и неизменных значениях ширины и толщины сигнального проводника, толщины и ϵ_r подложки (по материалам заявки на изобретение [56]). Линия содержит сигнальный и опорный проводники и диэлектрическую подложку, отличается от обычной микрополосковой линии наличием сплошных проводящих областей, находящихся на одном уровне с сигнальным проводником и ниже его. Технический результат достигается подбором значений зазоров в сплошных проводящих областях таким образом, чтобы получить заданное уменьшение значения волнового сопротивления при неизменной погонной задержке за счет одновременного уменьшения зазоров на верхнем и нижнем слоях.

Неизменность погонной задержки обеспечивается тем, что ее значение уменьшается с уменьшением зазора, находящегося на одном уровне с сигнальным проводником, и увеличивается с уменьшением зазора, находящегося на уровне ниже сигнального проводника.

На рис. 4.11,*а* приведено поперечное сечение микрополосковой линии для случая, когда линия состоит из двух слоев. Первый слой толщиной h_1 с относительной диэлектрической проницаемостью диэлектрика ϵ_{r1} содержит только сплошные проводящие области толщиной t и зазором между проводящими областями s_2 . Верхний слой толщиной h_2 с относительной диэлектрической проницаемостью диэлектрика ϵ_{r2} содержит сплошные проводящие области толщиной t и линию шириной w и зазором s_1 .

Погонная задержка τ линии передачи зависит от распределения поля в диэлектриках. Если значение ϵ_r слоев больше, чем среды, в которой находится линия, то значение τ уменьшается с уменьшением s_1 из-за того, что поле распределяется во внешней среде больше, чем в слоях. Уменьшение s_2 ведет к увеличению значения τ из-за того, что поле распределяется больше в диэлектриках структуры, чем в среде. Таким образом, возможно получение стабильного значения τ за счет компенсации его изменения одним зазором изменением другого зазора.

На рис. 4.11,*б* приведены графики зависимости τ от s_1 при $s_2 = 0,89; 1,09; 1,29; 1,49$ мм, из которых видно, что существуют сочетания значений s_1 и s_2 , при которых τ одинакова (значения около 5,8 нс отмечены маркерами). На рис. 4.11,*в* приведены аналогичные графики для волнового сопротивления Z линии, откуда видно, что при сочетаниях, которые удовлетворяют условию неизменности τ , значение Z уменьшается.

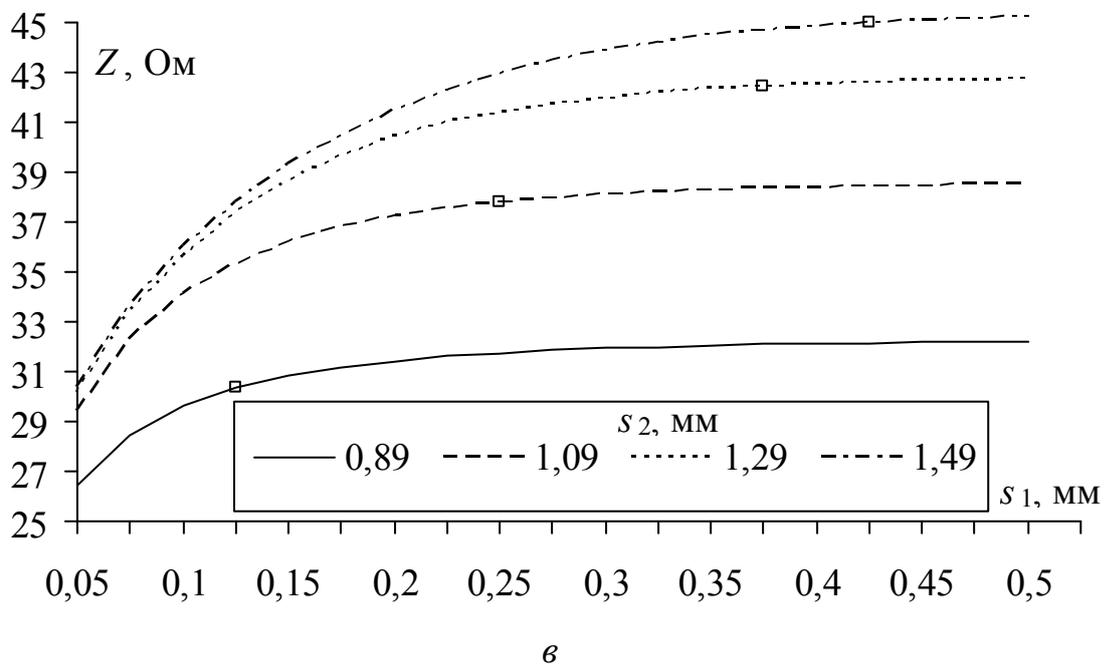
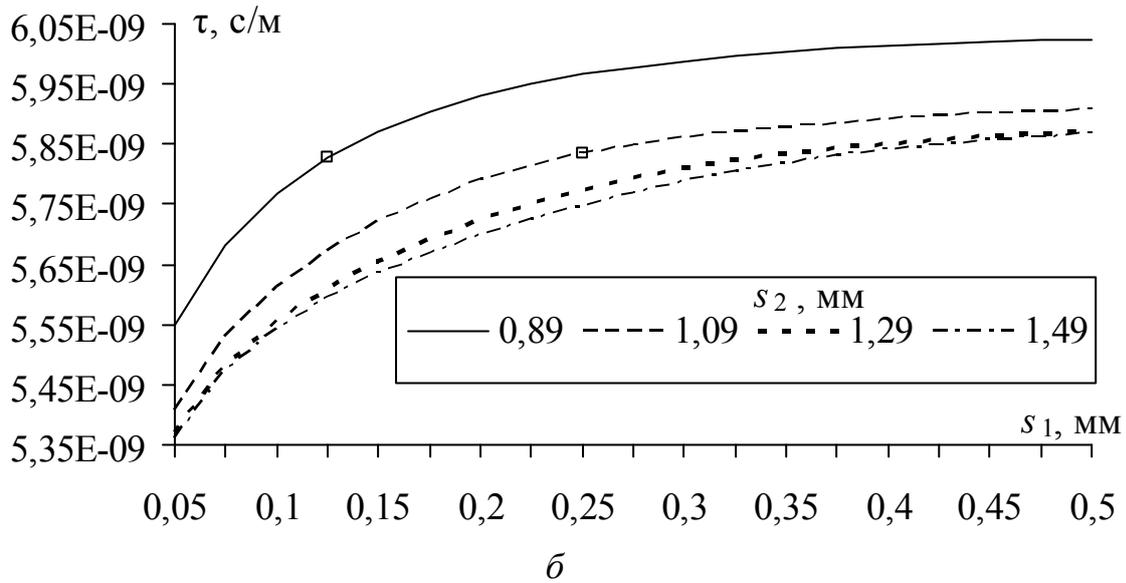
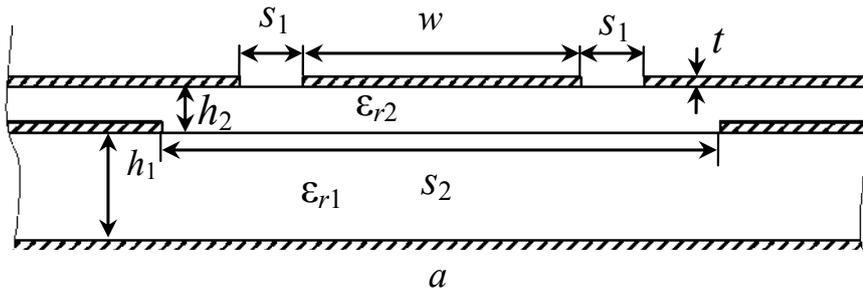


Рисунок 4.11 – Поперечное сечение микрополосковой линии с боковыми заземленными проводниками (а); ее задержка (б); волновое сопротивление (в)

4.3. Оценка электрофизических параметров трасс печатной платы

Представим результаты комплексной оценки электрофизических параметров трасс реальной печатной платы бортовой радиоэлектронной аппаратуры [57].

Для оценки влияния кривизны проводников и наличия покрывающих слоев выполнено моделирование для дифференциальных (рис. 4.12). Для дифференциальной пары с прямоугольными проводниками (рис. 4.12,*а*) получено значение $Z = 50,42$ Ом. Для пары с закругленными проводниками $Z = 51,42$ Ом, что на 2 % больше, чем в варианте *а*. При построении структуры с паяльной маской (марка CARAPACE EMP110 толщиной 20 мкм) и влагозащитным покрытием (полипараксилилен толщиной 15 мкм) значение Z составило 48,53 Ом, что на 4 % меньше варианта *а*. Таким образом, при моделировании с учетом формы проводников и наличия покрывающих слоев возможны значительные отклонения результатов от полученных при моделировании без проведения учета.

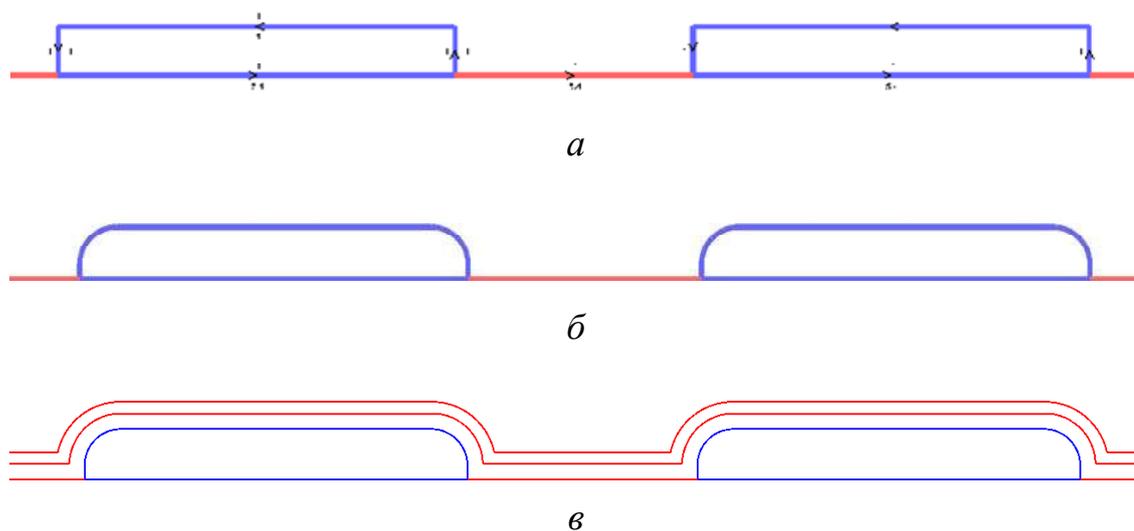


Рисунок 4.12 – Фрагменты поперечного сечения дифференциальных пар с прямоугольными проводниками (*а*); закругленными проводниками (*б*); со слоями паяльной маски и влагозащитного покрытия (*в*)

Для оценки параметров трасс на плате, соединяющих выводы конденсаторов с переходными отверстиями, построено поперечное сечение трассы (рис. 4.13).

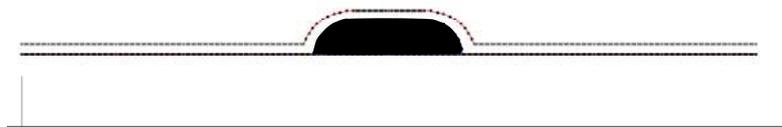


Рисунок 4.13 – Поперечное сечение трассы

При ширине проводников $w = 0,25$ мм погонная индуктивность $L_T = 292$ нГн/м. Таким образом, для приближенных оценок индуктивность трассы к конденсатору цепи земля-питание можно полагать равной $0,3$ нГн на один миллиметр трассы. Она может быть сопоставима с паразитными индуктивностями выводов конденсатора и переходного отверстия. Поэтому длину трассы желательно уменьшать, а ширину увеличивать.

Параметры печатных проводников приведены в табл. 4.2 (s_1 — расстояние от края проводника до сплошного слоя Mid-layer 1 или Mid-layer 4, w — ширина проводников, Z — волновое сопротивление линии передачи). С целью вычисления волнового сопротивления в системе TALGAT построены поперечные сечения для слоев Top Layer и Bottom Layer (рис. 4.14) и для слоев Mid-Layer 1 и Mid-Layer 4 (рис. 4.15).

Значения волнового сопротивления, вычисленные без учета и с учетом лака (толщиной 60 мкм), также сведены в табл. 4.2.

Таблица 4.2 – Параметры сигнальных печатных проводников

Слой	t , мкм	s_1 , мм	w , мм	Z , Ом (без лака)	Z , Ом (с лаком)
Top, Bottom	65	–	0,25–0,3	49,3–44,6	46,2–42,0
Mid-Layer 1, Mid-Layer 4	35	0,36	0,25–0,3	51,2–47,0	50,4–46,3

Из полученных результатов видно, что волновое сопротивление печатных проводников близко к 50 Ом при $w = 0,25$ мм для всех слоев. При нанесении на поверхность платы лака волновое сопротивление уменьшается для слоев Top и Bottom на 6 %, а для слоев Mid-Layer 1 и Mid-Layer 4 на 1,5 %. Таким образом, корректность

значений параметров материалов может быть критичной для точности оценки волнового сопротивления линий передачи на внешних слоях печатной платы.

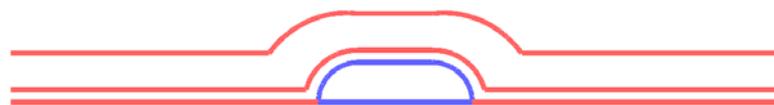


Рисунок 4.14 – Поперечное сечение структуры при расположении печатного проводника на слоях Top Layer и Bottom Layer

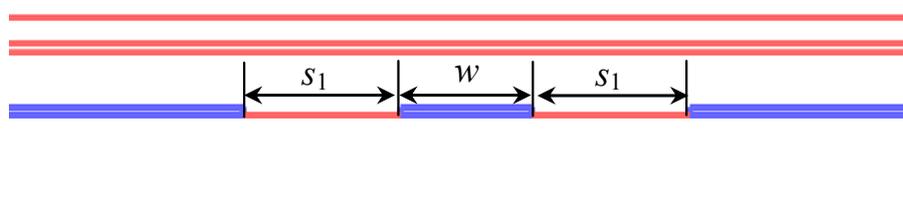


Рисунок 4.15 – Поперечное сечение структуры при расположении печатного проводника на слоях Mid-Layer 1 и Mid-Layer 4

Для вычисления волнового сопротивления и погонных задержек дифференциальной пары построено ее поперечное сечение (рис. 4.16). Параметры поперечного сечения: s_1 — расстояние от края проводника до сплошного слоя (почти одинаковое для всех вариантов дифференциальных пар платы и принятое при моделировании равным 0,7 мм), w — ширина проводника, s — расстояние между проводниками.

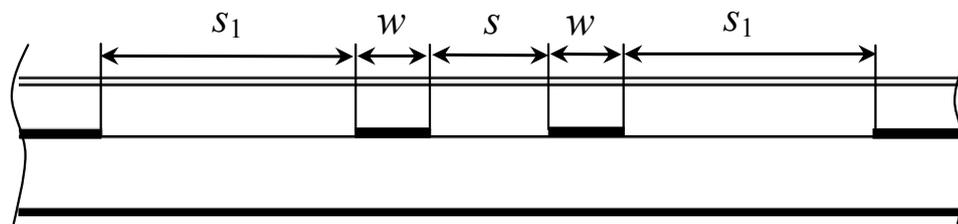


Рисунок 4.16 – Поперечное сечение дифференциальной пары

Общее волновое сопротивление дифференциальной пары и погонные задержки мод вычислены как

$$Z = 2 \sqrt{\frac{L_{11} - L_{12}}{C_{11} + C_{12}}}; \quad (4.10)$$

$$\tau_e = \left[\frac{(L_{11}C_{11} + L_{22}C_{22} + 2L_{12}C_{12})}{2} + \frac{(L_{11}C_{11} - L_{22}C_{22})^2 + 4(L_{12}C_{11} + L_{22}C_{12})(L_{12}C_{22} + L_{11}C_{12})}{2} \right]^{1/2}; \quad (4.11)$$

$$\tau_o = \left[\frac{(L_{11}C_{11} + L_{22}C_{22} + 2L_{12}C_{12})}{2} - \frac{(L_{11}C_{11} - L_{22}C_{22})^2 + 4(L_{12}C_{11} + L_{22}C_{12})(L_{12}C_{22} + L_{11}C_{12})}{2} \right]^{1/2}, \quad (4.12)$$

где $L_{11(22)}$ и $C_{11(22)}$, $L_{12(21)}$ и $C_{12(21)}$ — собственные и взаимные элементы, полученные из двух первых строк и столбцов матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} (размером 4×4) дифференциальной пары с боковыми заземленными проводниками.

Исходные и вычисленные параметры приведены в табл. 4.3, где l — длина проводников; Z — сопротивление дифференциальной пары; τ_e , τ_o — погонные задержки четной и нечетной мод.

Анализ результатов показывает существенный разброс волнового сопротивления, а также возможность существования такого набора параметров дифференциальной пары, при котором значения погонных задержек мод будут близки, т.е. их разность будет близка к нулю. Это означает также, что при изменении определенных параметров эта разность будет менять свой знак. Поскольку эти факты могут быть важны для целостности сигнала, становится актуальным более детальное исследование такой дифференциальной пары.

Для оценки индуктивности металлизированных переходных отверстий проведено сравнение ее значений, вычисленных в системе TALGAT и по аналитическим формулам.

Для анализа индуктивности переходных отверстий построена структура из двух круглых проводников одинакового диаметра $d = 0,4$ мм. График зависимости погонной индуктивности L при

изменении расстояния между проводниками s представлен на рис. 4.17.

Таблица 4.3 – Параметры дифференциальных пар

l , мм	s , мм	w , мм	Z , Ом	τ_e , нс/м	τ_o , нс/м
43,5	0,242	0,2	110,4	6,90	6,86
42,8					
65,5	0,24	0,2	110,4	6,90	6,86
64,4					
20,7	0,3	0,25	111,3	6,93	6,88
20,8					
20,7	0,2	0,25	99,4	6,88	6,93
18,2					
16,5	0,254	0,25	100,7	6,88	6,93
16,5					
16,3	0,25	0,25	100,6	6,88	6,93
16,0					
19,0	0,368	0,25	101,8	6,93	6,89
19,3					
19,1	0,28	0,25	101,0	6,88	6,93
19,4					
14,3	0,25	0,25	100,6	6,88	6,93
14,3					
14,2	0,25	0,25	100,6	6,88	6,93
14,3					
87,8	0,3	0,2	111,3	6,90	6,86
87,8					
59,6	0,33	0,2	111,6	6,86	6,90
59,0					
45,9	0,33	0,2	111,6	6,86	6,90
45,9					

На основе полученных данных индуктивность металлизированного переходного отверстия рассчитывалась по выражению $L_{VIA} = L_1 h$, где L_1 — собственная индуктивность одного проводника; h — высота металлизированного отверстия.

На расстоянии $s = s_1 = 1$ мм погонная индуктивность $L_{s1} = 627$ нГн/м, а на расстоянии $s = s_2 = 21$ мм — 1862 нГн/м. Из рис. 4.17 видно, что на расстоянии s_1 взаимная индуктивность M

значительно уменьшает общую индуктивность проводников, а на расстоянии s_2 взаимная индуктивность M мала.

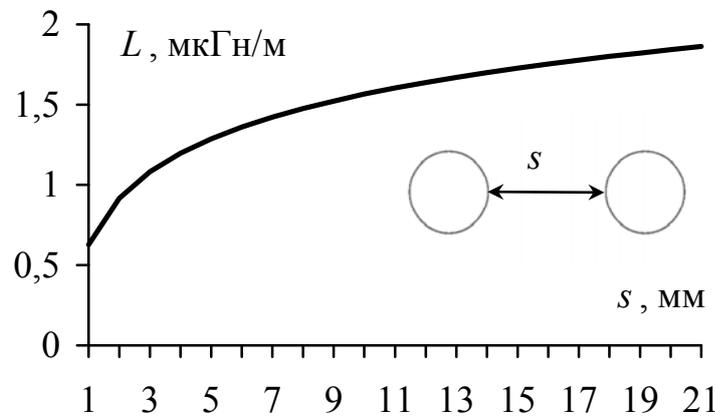


Рисунок 4.17 – Структура из двух круглых проводников

Если полагать, что погонная индуктивность стремится к значению 2 мкГн/м, и при этом $M = 0$, тогда собственная погонная индуктивность одного проводника составит половину погонной, т.е. 1 мкГн/м. Следовательно, индуктивность переходного отверстия при толщине платы $h = 1,03012$ мм

$$L_{VIA} = L_1 h = 1 \cdot 10^{-6} \cdot 1,03012 \cdot 10^{-3} \approx 1 \text{ нГн.}$$

Значение индуктивности, рассчитанной из выражения для коротких проводов круглого сечения [58]

$$L = \frac{\mu_0 h}{2\pi} \left(\ln \frac{2h}{r} - 1 + \frac{4r}{\pi h} - \frac{r^2}{2h^2} \right), \quad (4.13)$$

составило 0,317 нГн.

Значение индуктивности переходного отверстия, рассчитанной по аналитической формуле [59]

$$L = 0,2h \left(\ln \frac{4h}{d} + 1 \right), \quad (4.14)$$

составило 0,687 нГн.

Из полученных результатов (для приближенных оценок) можно принять индуктивность одного металлизированного отверстия равной 0,5 нГн.

Далее выполнен анализ восьмипроводной шины (рис. 4.18).

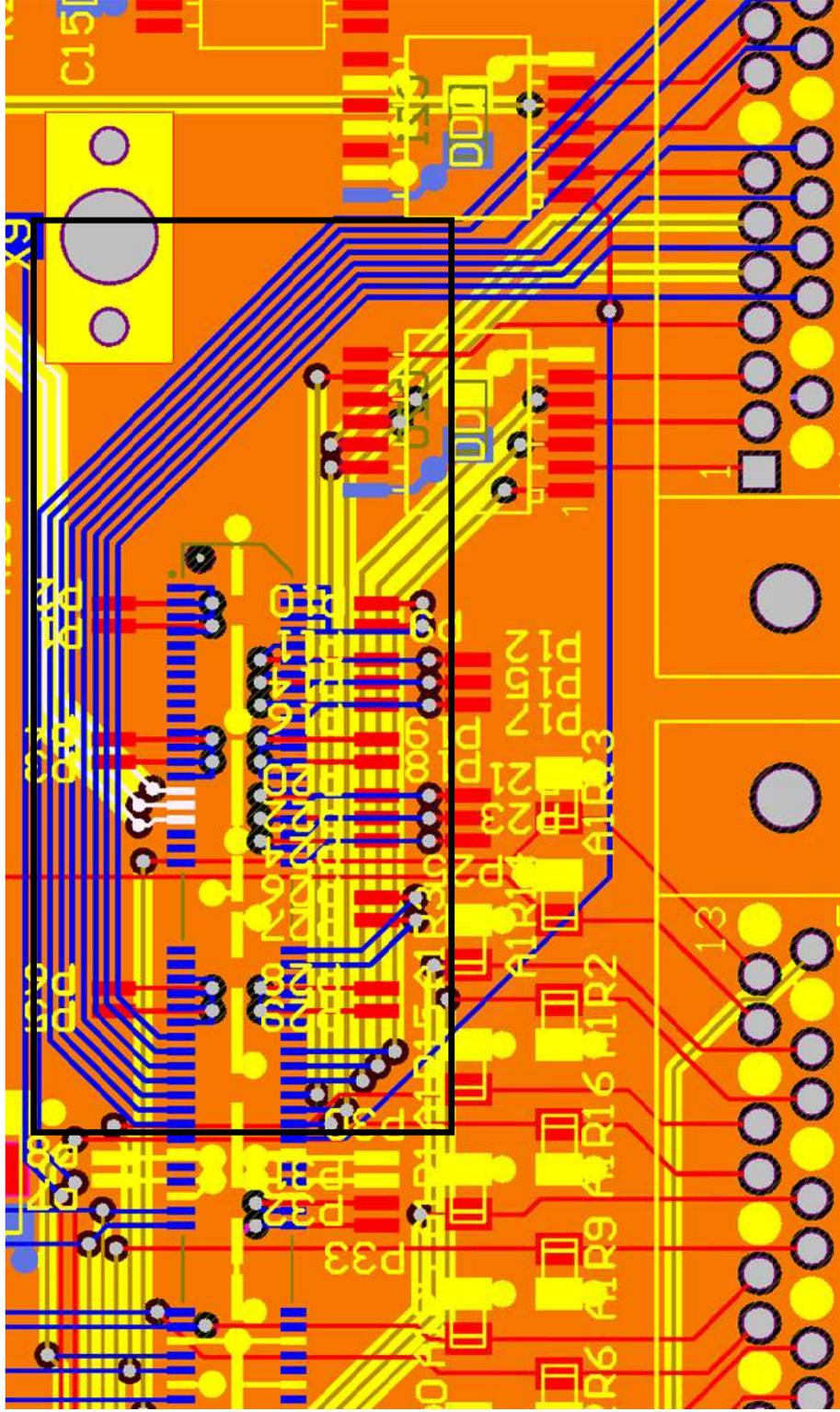


Рисунок 4.18 – Восемипроводная шина на слое Bottom

Длина восьмипроводной шины $l = 74$ мм. Параметры структуры: ширина проводника $w = 0,3$ мм; расстояние между проводниками $s = 0,32$ мм. На основе этих параметров и параметров стека печатной платы построена структура поперечного сечения (рис. 4.19).



Рисунок 4.19 – Поперечное сечение структуры

В результате вычислены матрица импедансов (Ом) и погонные задержки мод (нс/м):

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} 53,9 & 26,5 & 15,3 & 10,4 & 7,8 & 6,2 & 5,2 & 4,8 \\ 26,8 & 53,9 & 26,5 & 15,3 & 10,4 & 7,8 & 6,3 & 5,6 \\ 15,7 & 26,6 & 53,9 & 26,5 & 15,4 & 10,4 & 7,9 & 6,6 \\ 10,8 & 15,4 & 26,5 & 53,9 & 26,5 & 15,4 & 10,4 & 8,2 \\ 8,2 & 10,4 & 15,4 & 26,5 & 53,9 & 26,5 & 15,4 & 10,8 \\ 6,6 & 7,9 & 10,4 & 15,4 & 26,5 & 53,9 & 26,6 & 15,7 \\ 5,6 & 6,3 & 7,8 & 10,4 & 15,3 & 26,5 & 53,9 & 26,8 \\ 4,8 & 5,2 & 6,2 & 7,8 & 10,4 & 15,3 & 26,5 & 53,9 \end{pmatrix};$$

$$\tau = \begin{pmatrix} 6,2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 6,1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6,0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5,9 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5,7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5,7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5,8 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5,7 \end{pmatrix}.$$

Видно, что диагональные значения матрицы \mathbf{Z} равны 53,9 Ом, это на 7,8 % больше требуемых 50 Ом. Значения погонных задержек мод находятся в диапазоне 5,7–6,2 нс/м, т.е. их максимальная разность составляет 0,5 нс/м, что может быть причиной выраженных модальных явлений.

4.4. Разработка программы для расчета линий передачи с контролируемым импедансом

Для обеспечения требований к волновому сопротивлению линий передачи (50 Ом для радиотракта и 100 Ом для дифференциальных пар) на основе системы TALGAT создано приложение-калькулятор для расчета ширины линии передачи с заданным волновым сопротивлением для восьми вариантов поперечного сечения стека печатной платы. Все варианты поперечного сечения и их параметры приведены в табл. 4.4.

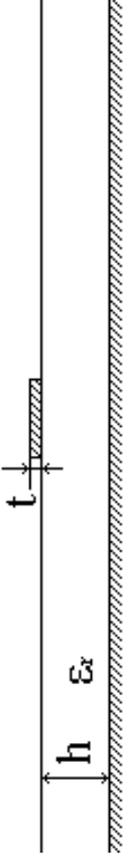
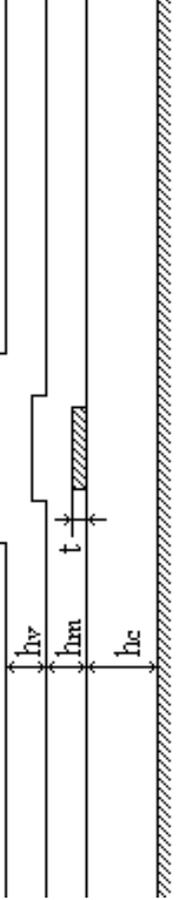
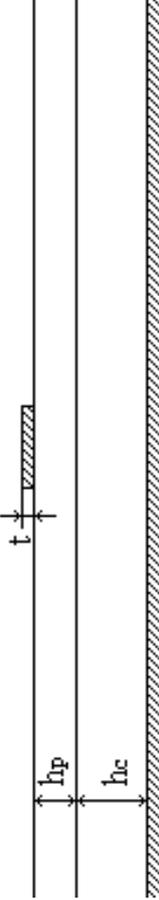
При выполнении скрипта открывается диалоговое окно, в котором пользователь выбирает вид поперечного сечения (рис. 4.20). После выбора стека открывается окно ввода параметров (рис. 4.21). Далее для расчета ширины линии необходимо нажать на кнопку «Найти w », в результате рассчитывается такая ширина линии w , чтобы волновое сопротивление было близко к заданному. Ответ выводится в консоль приложения.

Алгоритм поиска ширины линии основан на методе бисекции. Оператором нелинейного уравнения, для решения которого используется метод, является зависимость волнового сопротивления от ширины линии передачи $Z(w)$. Значение Z при этом рассчитывается из поперечного сечения структуры методом моментов [2]. Максимальное количество итераций метода задано равным 10.

Аналогичный калькулятор создан для расчета ширины связанной линии передачи с заданным дифференциальным волновым сопротивлением. К описанным выше параметрам добавлено поле для задания расстояния между проводниками (рис. 4.22).

Таким образом, разработанное приложение позволяет из заданных параметров стека и значения волнового сопротивления рассчитывать ширину линии передачи.

Таблица 4.4 – Варианты стека и их задаваемые параметры

Поперечное сечение	Параметры
	<p> h – толщина подложки ε_r – диэлектрическая проницаемость подложки t – толщина проводящего слоя </p>
	<p> h_c – толщина подложки ε_{rv} – диэлектрическая проницаемость подложки h_m – толщина паяльной маски ε_{rm} – диэлектрическая проницаемость паяльной маски h_v – толщина влагозащитного покрытия ε_{rv} – диэлектрическая проницаемость влагозащитного покрытия t – толщина проводящего слоя </p>
	<p> h_c – толщина подложки ε_{rc} – диэлектрическая проницаемость подложки h_p – толщина препрега ε_{rp} – диэлектрическая проницаемость препрега t – толщина проводящего слоя </p>

Продолжение табл. 4.4

Поперечное сечение	Параметры
	<p> h_c – толщина подложки ε_{rc} – диэлектрическая проницаемость подложки h_p – толщина препрега ε_{rp} – диэлектрическая проницаемость препрега h_m – толщина паяльной маски ε_{rm} – диэлектрическая проницаемость паяльной маски h_v – толщина влагозащитного покрытия ε_{rv} – диэлектрическая проницаемость влагозащитного покрытия t – толщина проводящего слоя </p>
	<p> h_c – толщина подложки ε_{rc} – диэлектрическая проницаемость подложки h_p – толщина препрега ε_{rp} – диэлектрическая проницаемость препрега t – толщина проводящего слоя </p>

Окончание табл. 4.4

<p>Поперечное сечение</p>	<p>Параметры</p>
	<p> h_c – толщина подложки ε_{rc} – диэлектрическая проницаемость подложки h_p – толщина препрега ε_{rp} – диэлектрическая проницаемость препрега h_m – толщина паяльной маски ε_{rm} – диэлектрическая проницаемость паяльной маски h_v – толщина влагозащитного покрытия ε_{rv} – диэлектрическая проницаемость влагозащитного покрытия t – толщина проводящего слоя </p>
	<p> h_c – толщина подложки ε_{rc} – диэлектрическая проницаемость подложки h_p – толщина препрега ε_{rp} – диэлектрическая проницаемость препрега t – толщина проводящего слоя </p>
	<p> h_{c1} – толщина подложки ε_{rc1} – диэлектрическая проницаемость подложки h_p – толщина препрега ε_{rp} – диэлектрическая проницаемость препрега h_{c2} – толщина подложки ε_{rc2} – диэлектрическая проницаемость подложки t – толщина проводящего слоя </p>

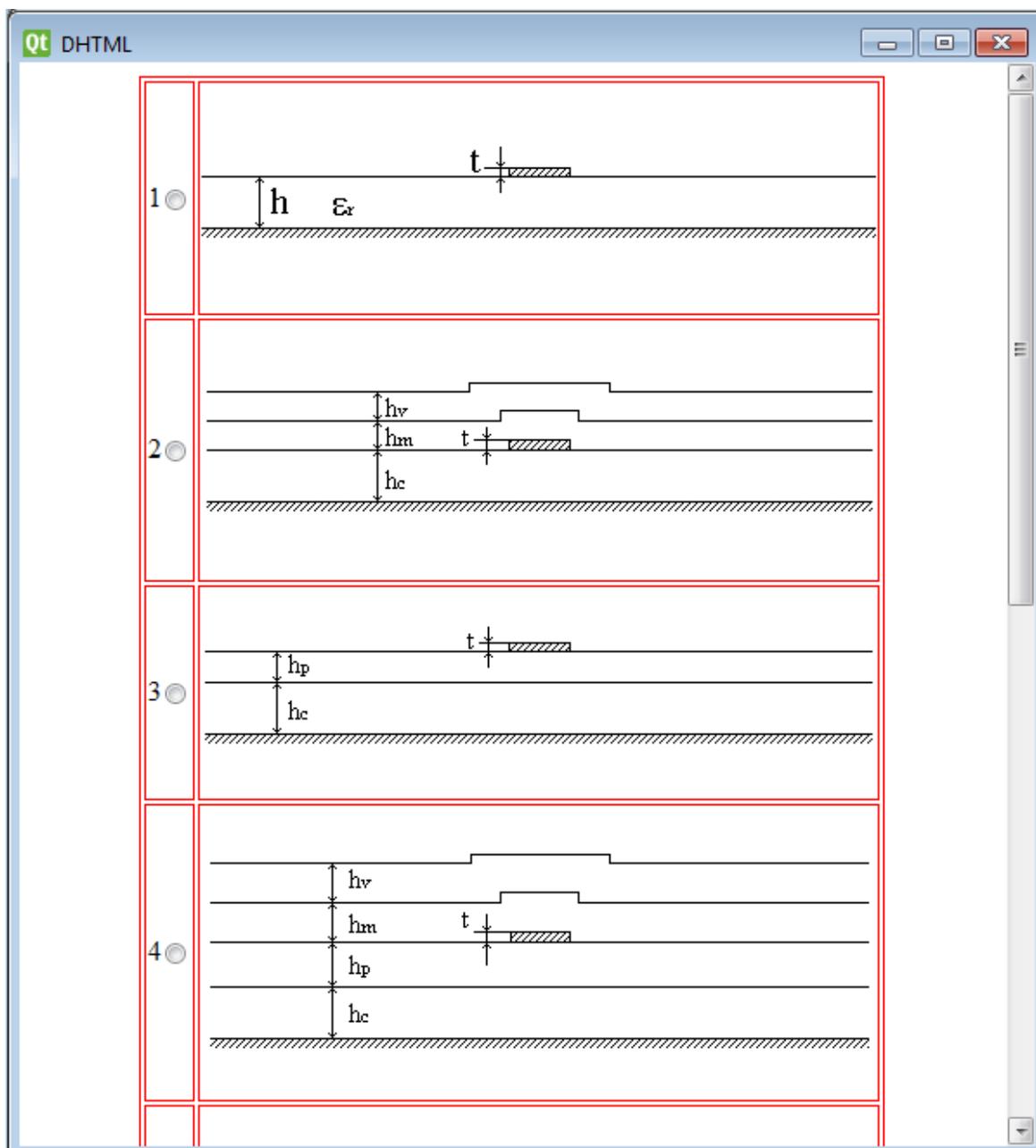


Рисунок 4.20 – Диалоговое окно выбора вида поперечного сечения

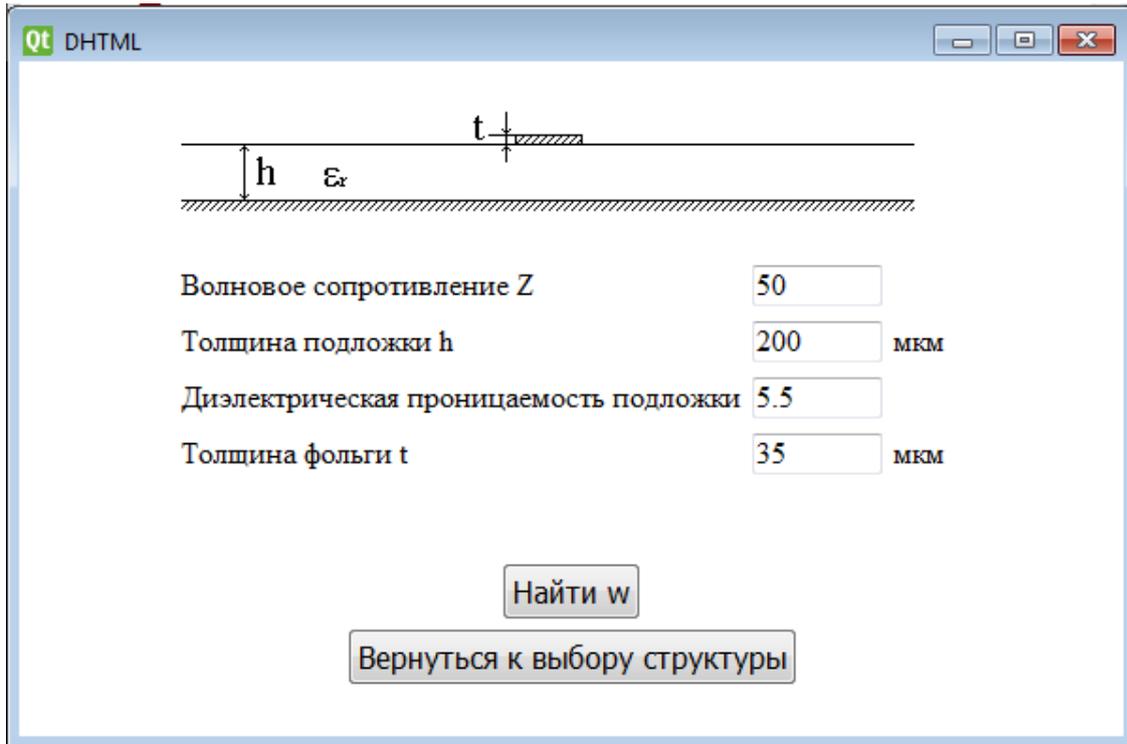


Рисунок 4.21 – Окно ввода параметров поперечного сечения одиночной линии

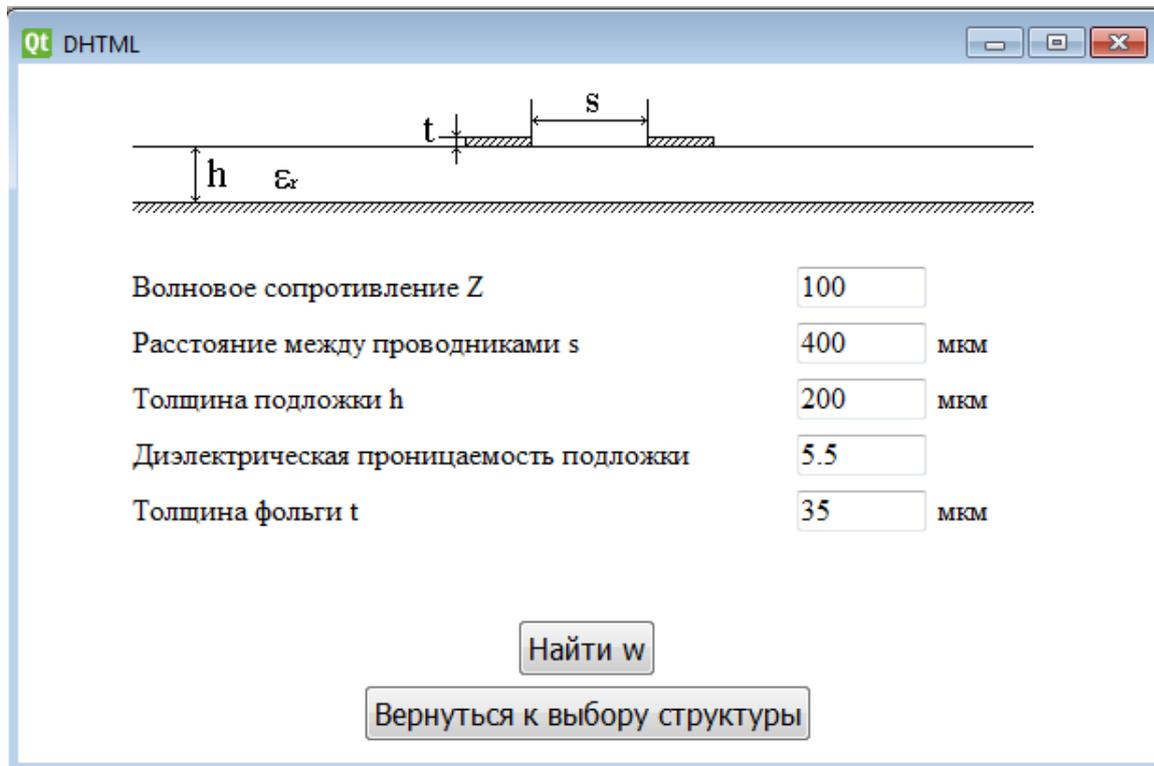


Рисунок 4.22 – Окно ввода параметров поперечного сечения связанной линии

4.5. Оценка перекрестных наводок в печатных платах с помощью коэффициентов связи

4.5.1. Двухпроводная линия

Выполнен анализ [60] индуктивной и емкостной связи для разных вариантов поперечного сечения структур печатных плат при крайних значениях исходных параметров этих структур.

Моделирование проведено для всех комбинаций крайних значений параметров микрополосковой линии (табл. 4.5).

На рис. 4.23–4.30 (вариант *a*) приведено поперечное сечение двухпроводной МПЛ без покрывающих слоев, а значения

$$(Kc + Kl)/4 \text{ и } (Kc - Kl)/4,$$

где Kc — коэффициент емкостной связи; Kl — коэффициент индуктивной связи, для этой структуры показаны на рис. 4.23–4.30 (варианты *b* и *в* соответственно).

Таблица 4.5 – Крайние значения диапазона электрических и геометрических параметров линии для всех видов поперечного сечения

ϵ_{rC}	3,8	4,5
ϵ_{rP}	3,8	4,5
ϵ_{rM}	3,0	4,0
ϵ_{rV}	2,2	5,2
h_C , мкм	50	2000
h_P , мкм	50	900
h_M , мкм	20	100
h_V , мкм	8	300
w , мкм	50	300
t , мкм	5	35
s , мкм	50	400

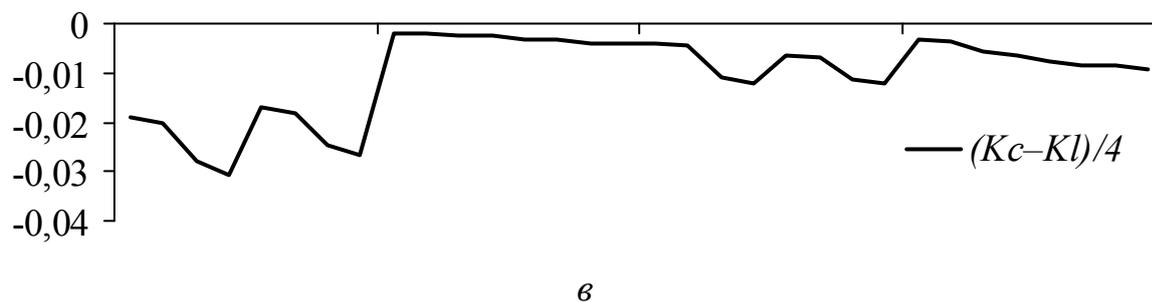
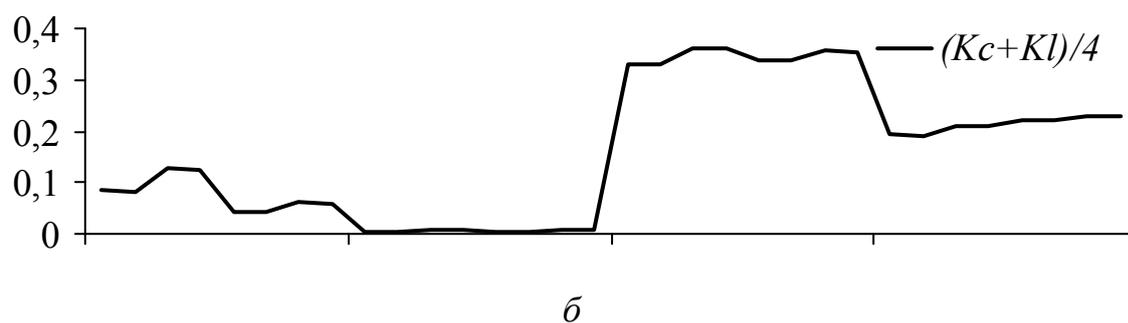
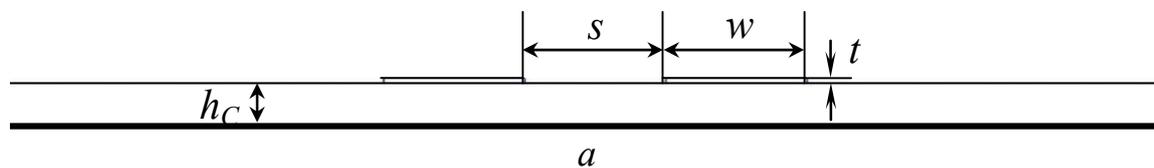
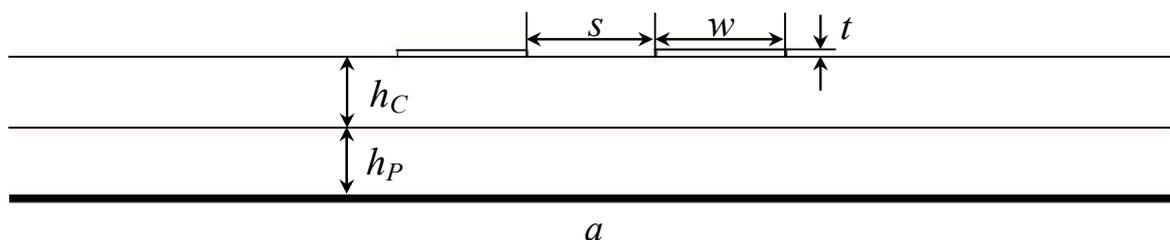
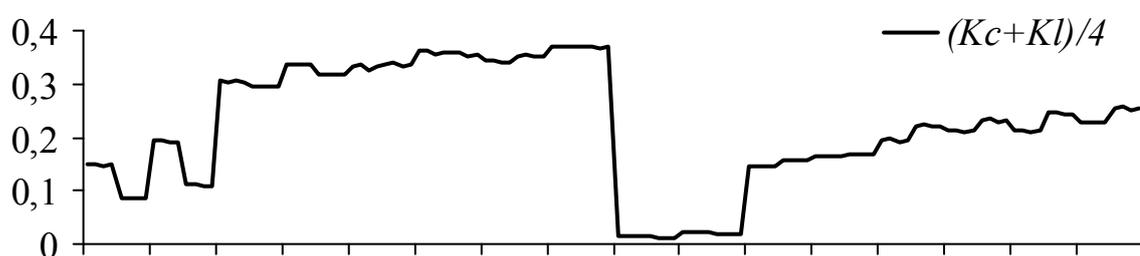


Рисунок 4.23 – Поперечное сечение двухпроводной МПЛ без покрытия (а); значения $(Kc+Kl)/4$ (б); $(Kc-Kl)/4$ (в)

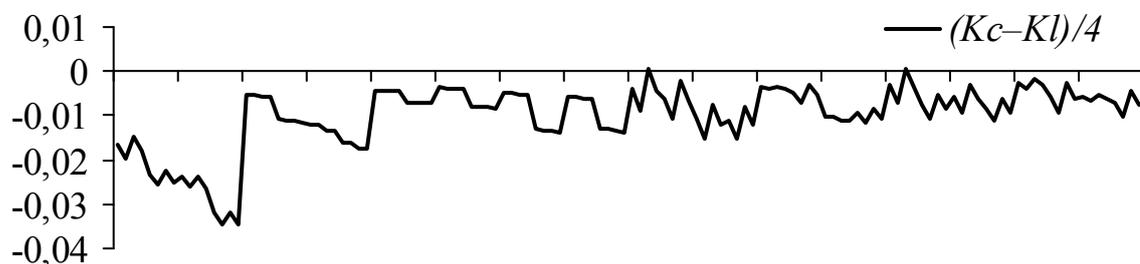
Максимальное значение суммы 0,36, минимальное значение разности минус 0,03.



a



б



в

Рисунок 4.24 – Поперечное сечение двухпроводной МПЛ с прокладочным слоем препрега (*a*); значения $(Kc+Kl)/4$ (*б*); $(Kc-Kl)/4$ (*в*)

Максимальное значение суммы 0,37, минимальное значение разности минус 0,035.

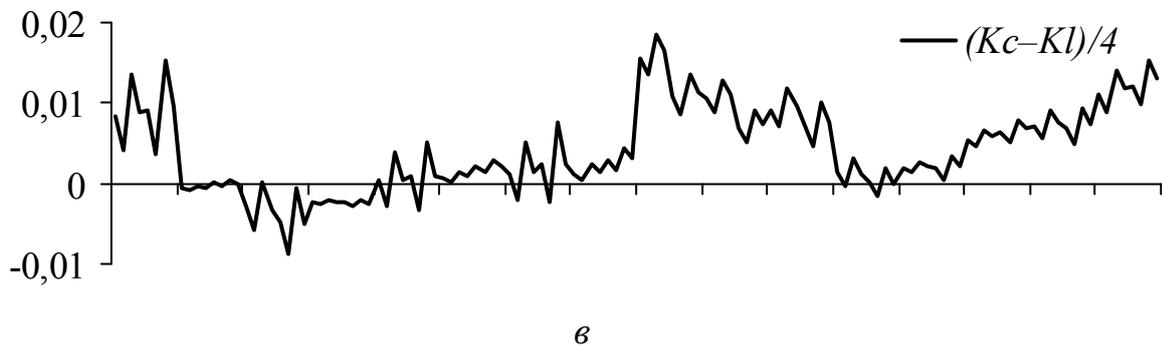
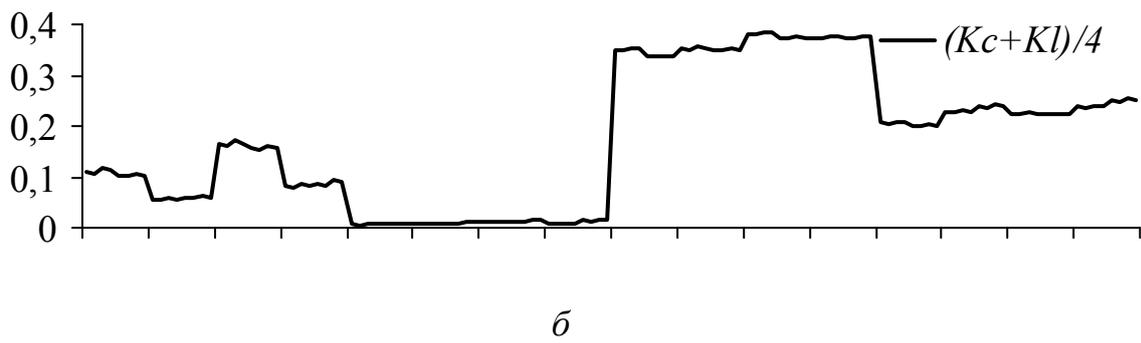
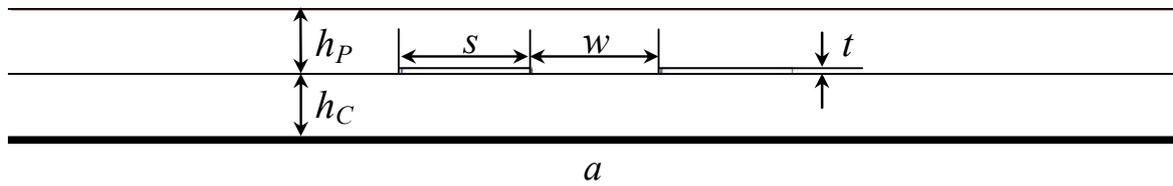
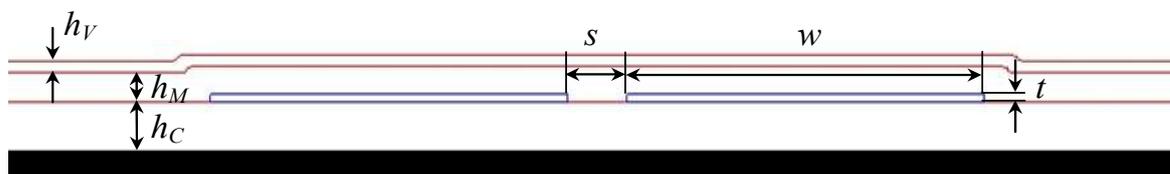
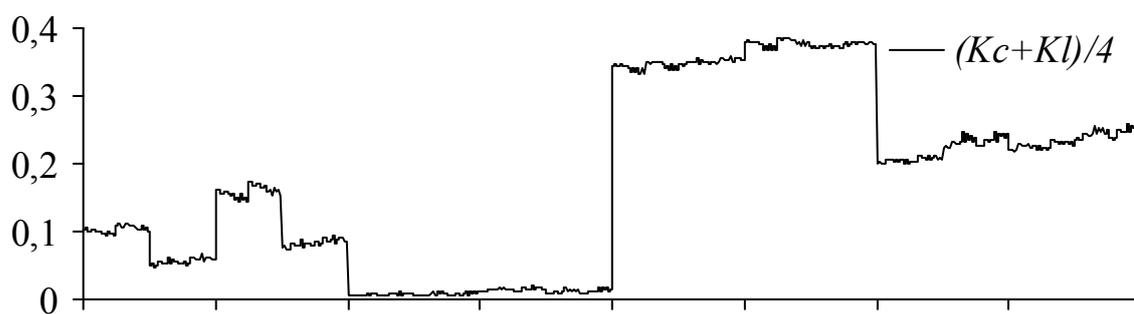


Рисунок 4.25 – Поперечное сечение двухпроводной МПЛ с покрывающим слоем препрега (*a*); значения $(Kc+Kl)/4$ (*б*); $(Kc-Kl)/4$ (*в*)

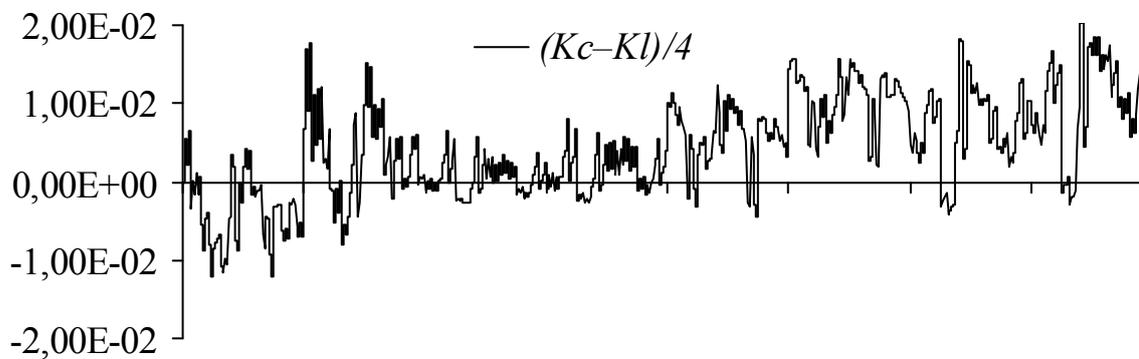
Максимальное значение суммы 0,39, разность принимает значение от минус 0,009 до 0,018.



a



б



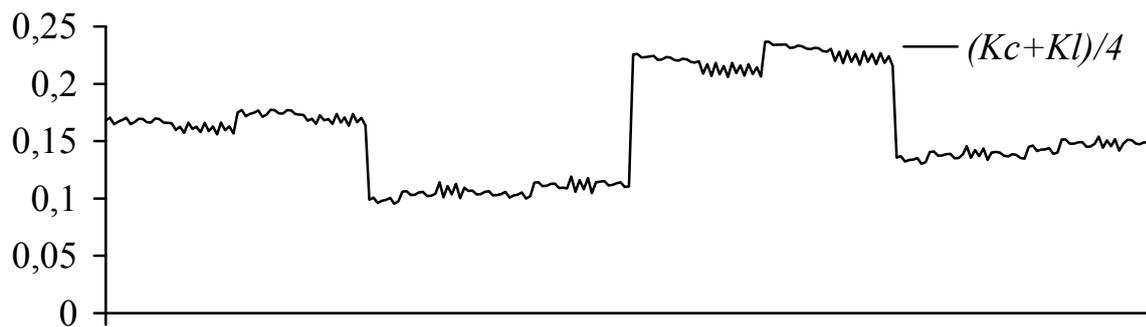
в

Рисунок 4.26 – Поперечное сечение двухпроводной МПЛ с покрывающими слоями паяльной маски и лака (*a*); значения $(Kc+Kl)/4$ (*б*); $(Kc-Kl)/4$ (*в*)

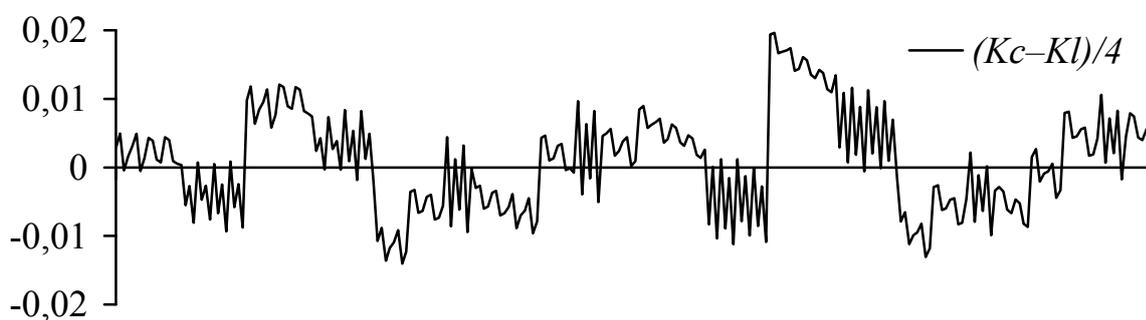
Максимальное значение суммы 0,39; разность принимает значения от минус 0,012 до 0,02.



a



б



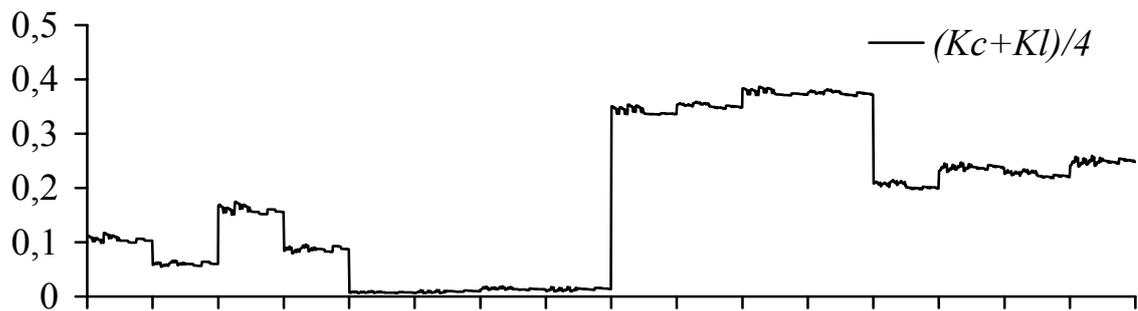
в

Рисунок 4.27 – Поперечное сечение двухпроводной МПЛ с прокладочным слоем препрега и покрывающими слоями паяльной маски и лака (*a*); значения $(K_c + K_l)/4$ (*б*); $(K_c - K_l)/4$ (*в*)

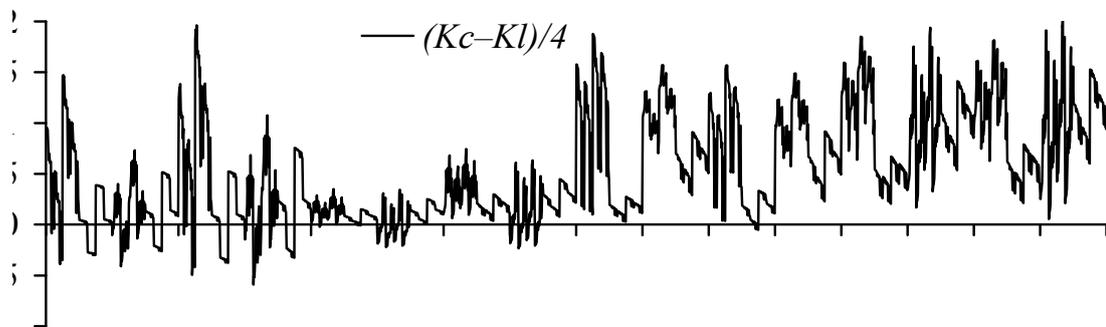
Максимальное значение суммы 0,39; разность принимает значения от минус 0,014 до 0,022.



a



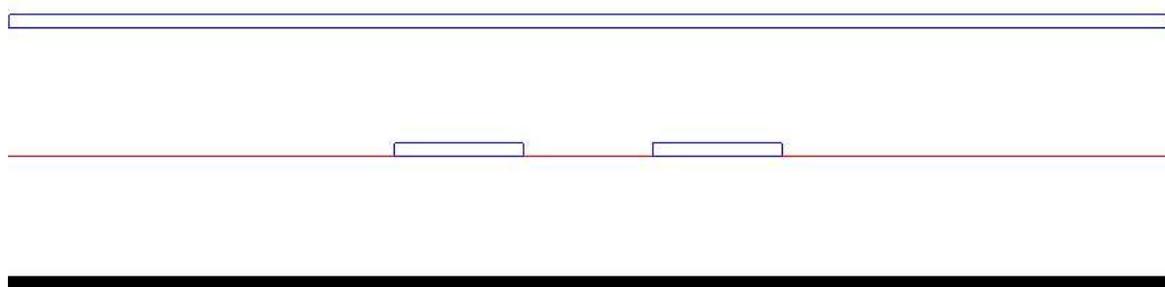
б



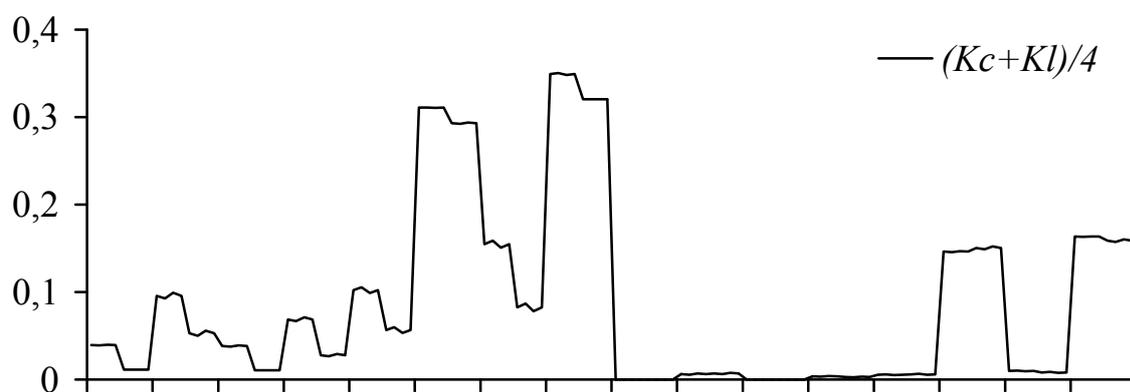
в

Рисунок 4.28 – Поперечное сечение двухпроводной МПЛ с покрывающими слоями препрега, паяльной маски и лака (*a*); значения $(Kc+Kl)/4$ (*б*); $(Kc-Kl)/4$ (*в*)

Максимальное значение суммы 0,39, а разность принимает значения от минус 0,005 до 0,02.



a



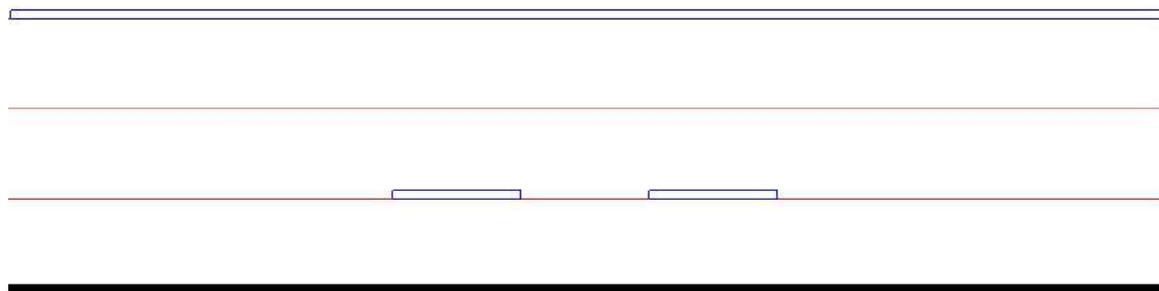
б



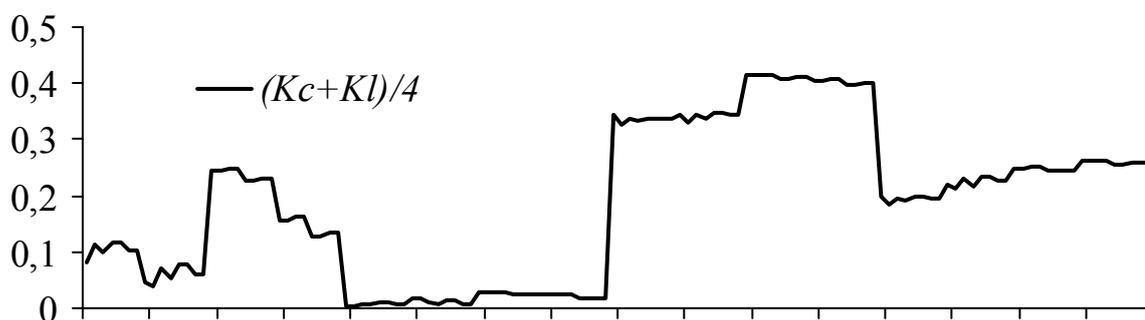
в

Рисунок 4.29 – Поперечное сечение двухпроводной ПЛ с проводящим слоем (*a*); значения $(Kc+Kl)/4$ (*б*); $(Kc-Kl)/4$ (*в*)

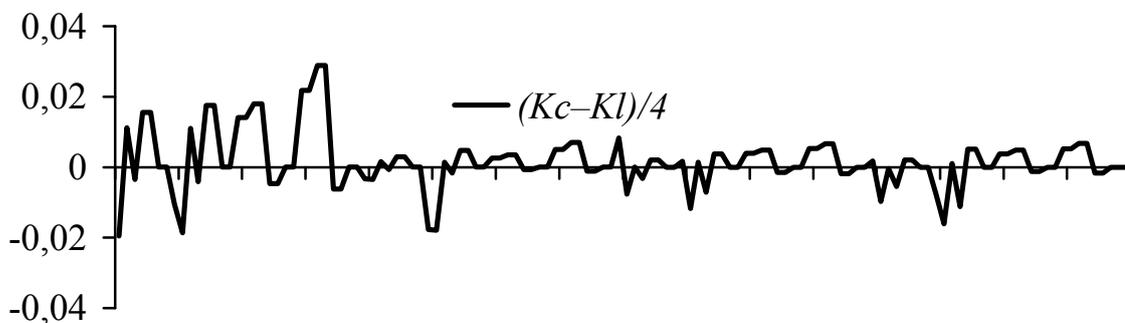
Максимальное значение суммы 0,35; разность принимает значения от минус 0,004 до 0,004.



a



б



в

Рисунок 4.30 – Поперечное сечение двухпроводной ПЛ с двумя слоями подложки и проводящим слоем (*a*); зависимость $(K_c + K_l)/4$ (*б*); $(K_c - K_l)/4$ (*в*)

Максимальное значение суммы 0,37; разность принимает значения от минус 0,005 до 0,005.

Максимальная связь довольно сильна, поскольку предельное теоретически возможное значение $K_c = K_l = 1$, для которого $(K_c + K_l)/4 = 0,5$.

Видно, что для структур с проводниками без покрывающего слоя разность принимает в основном отрицательные значения.

4.5.2. Четырехпроводная линия

Аналогичные вычисления проведены для случая $N = 4$.

Значения $(Kc + Kl)/4$ позволяют оценить уровень ближних перекрестных помех для проводников 2, 3, 4, а влияние на уровень ступенек фронта импульса от несоседних линий меандровой линии. Значения $(Kc - Kl)/4$ здесь не имеют прямого физического толкования, но косвенно отражают уровень дальней перекрестной помехи. Моделирование проведено для всех комбинаций крайних значений параметров МПЛ (см. табл. 4.5).

На рис. 4.31–4.38 (вариант *a*) приведено поперечное сечение четырехпроводной МПЛ без покрывающих слоев. Значения $(Kc + Kl)/4$ и $(Kc - Kl)/4$ представлены на рис. 4.31–4.38 (вариант *б*).

Максимальные значения $(Kc + Kl)/4$ для структур с $N = 4$ несколько меньше, чем для структур с поперечным сечением такого же типа с $N = 2$. Связи между первым и третьим, а также между первым и четвертым проводниками, как правило, меньше, чем между первым и вторым, но для некоторых параметров становятся почти равными.

Эти значения определяют уровни перекрестных наводок и ступенек на фронте сигнала, проходящего через меандровую линию.

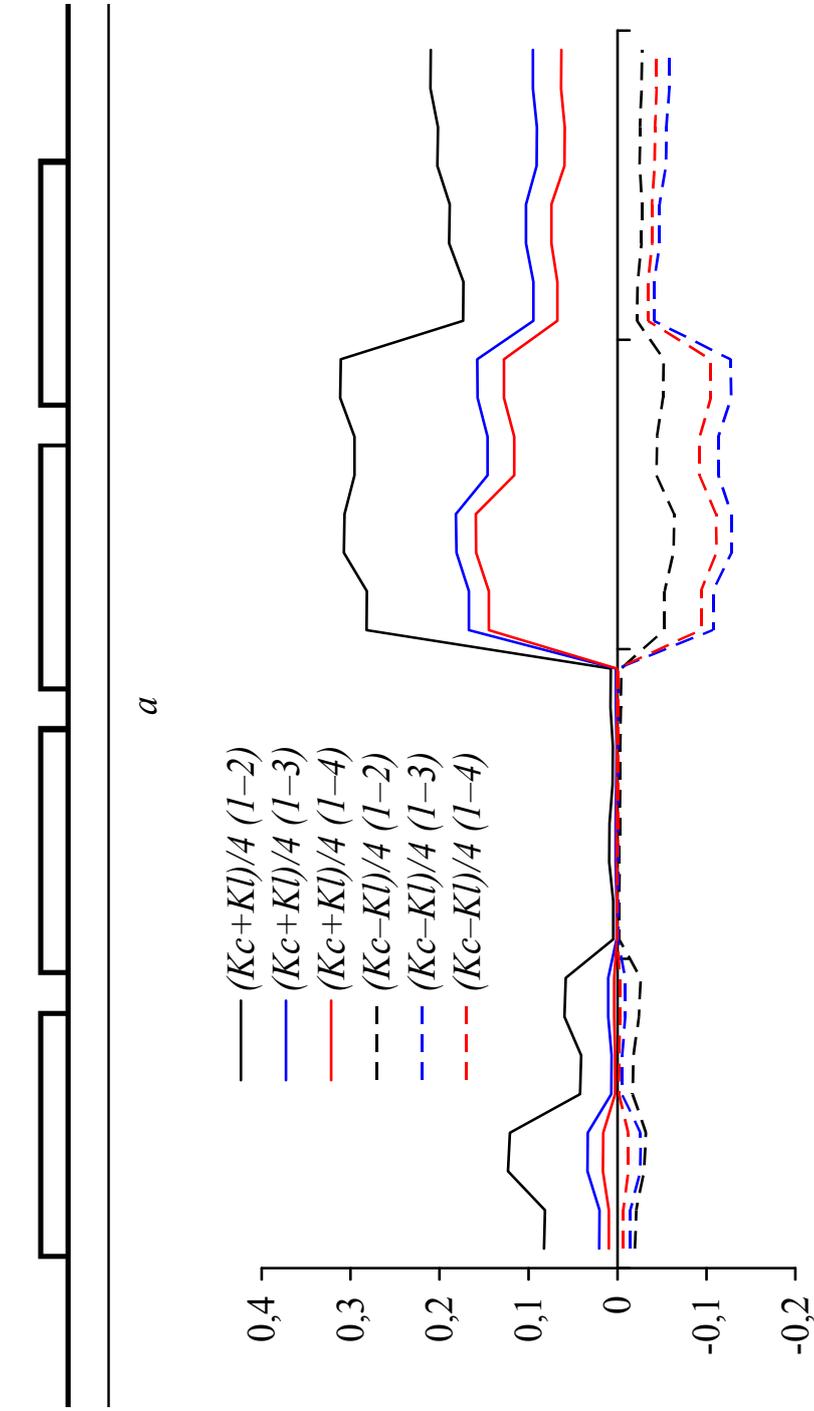


Рисунок 4.31 – Поперечное сечение четырехпроводной МПЛ без покрытия (а); $(K_c + K_l)/4$ и $(K_c - K_l)/4$ (б)

Максимальное значение суммы — 0,31; минимальное значение разности минус 0,06.

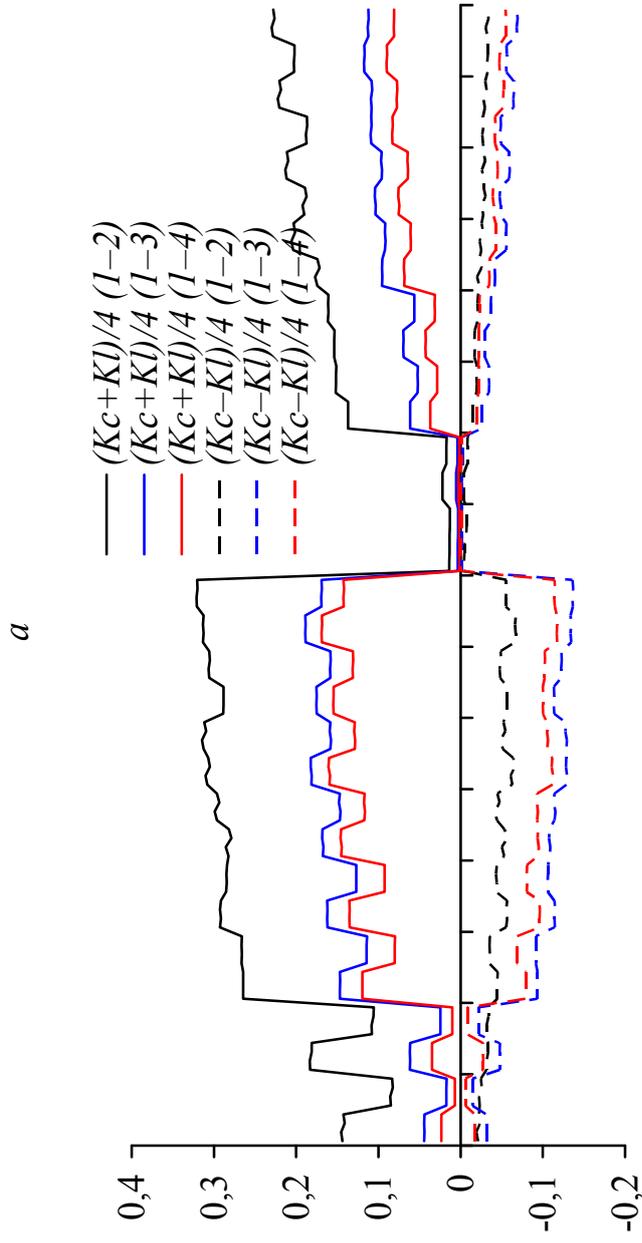


Рисунок 4.32 – Поперечное сечение четырехпроводной МПЛ с прокладочным слоем препрега (*a*); $(K_c+K_l)/4$ и $(K_c-K_l)/4$ (*б*)

Максимальное значение суммы — 0,32; минимальное значение разности — минус 0,06.

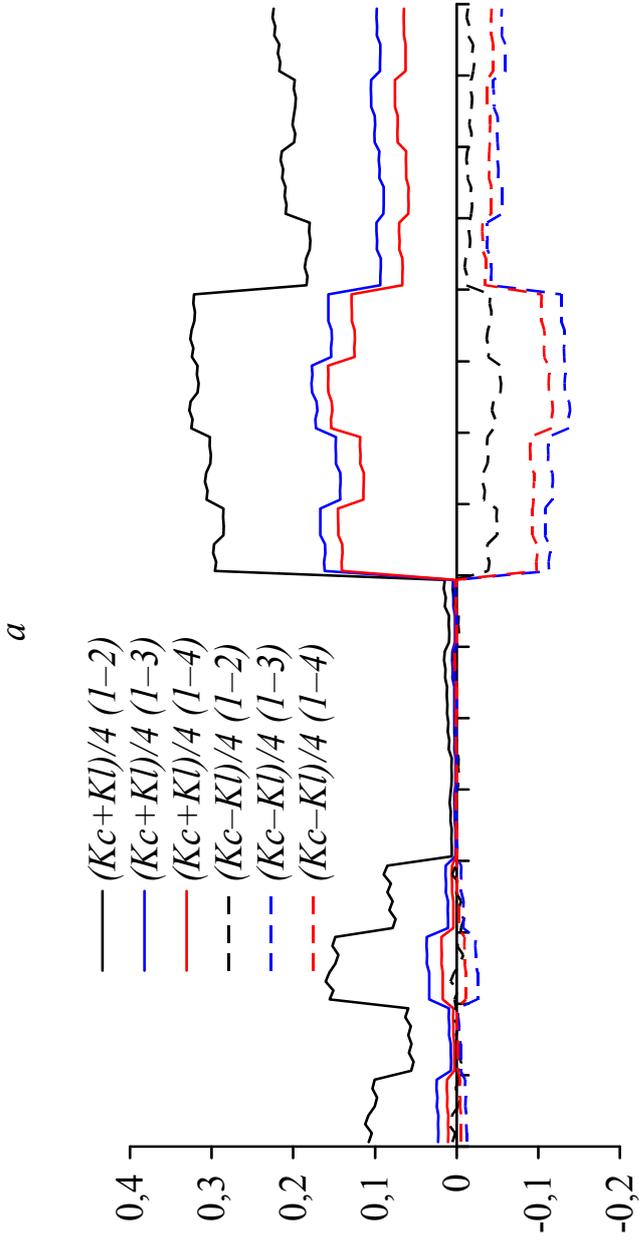


Рисунок 4.33 – Поперечное сечение четырехпроводной МПЛ с покрывающим слоем прешрега (а); $(K_c+K_l)/4$ и $(K_c-K_l)/4$ (б)

Максимальное значение суммы — 0,33; разность принимает значения от минус 0,05 до 0,009.

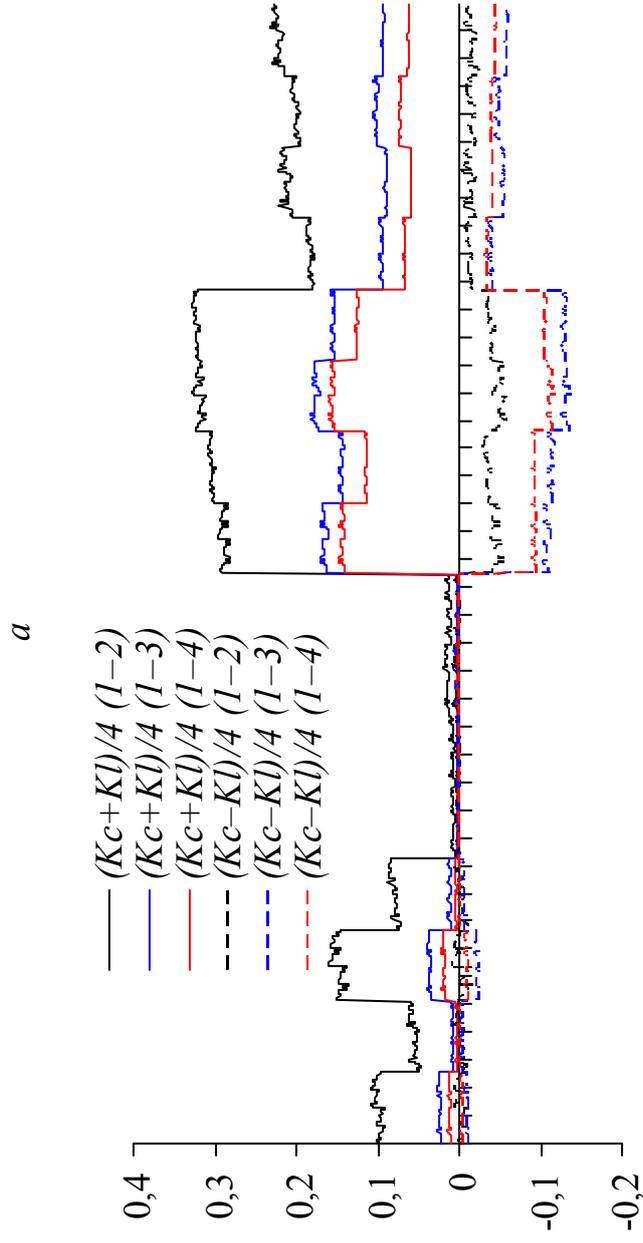


Рисунок 4.34 – Поперечное сечение четырехпроводной МПЛ с покрывающими слоями паяльной маски и лака (*a*); значения $(K_c + Kl)/4$ и $(K_c - Kl)/4$ (*б*)

Максимальное значение суммы — 0,33; разность принимает значения от минус 0,06 до 0,008.

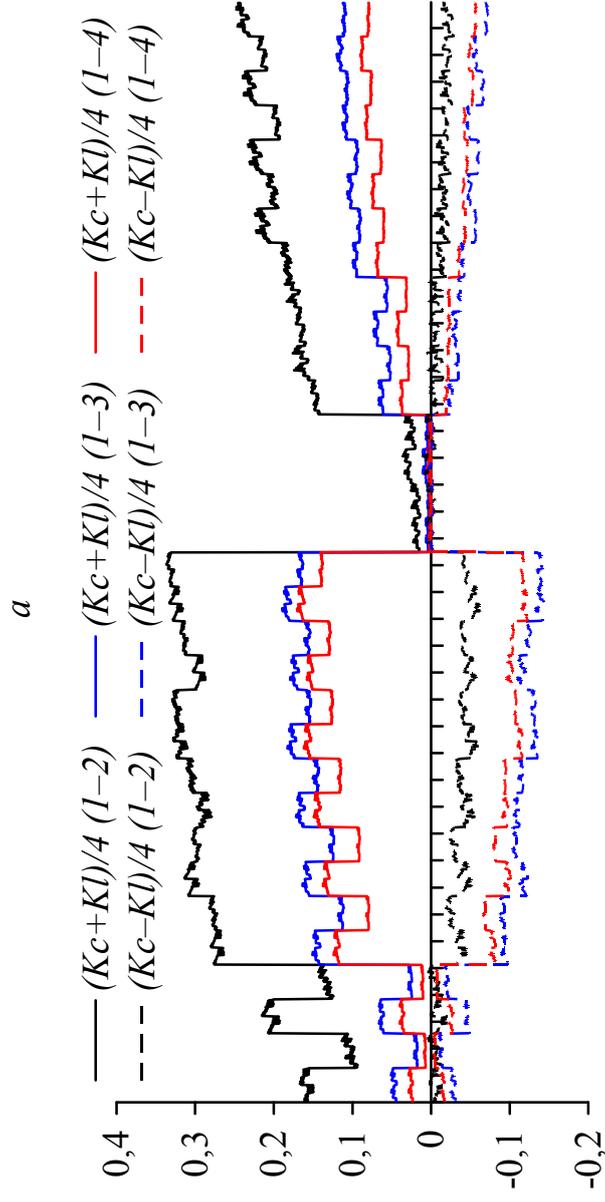
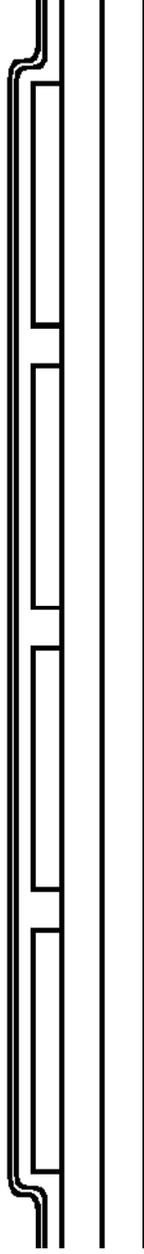
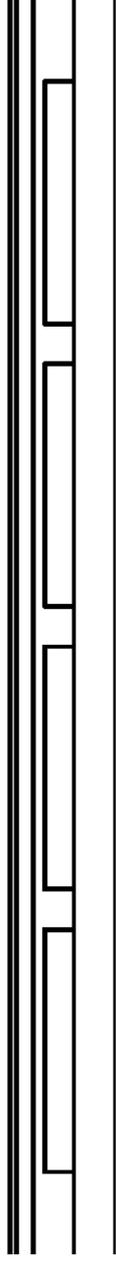
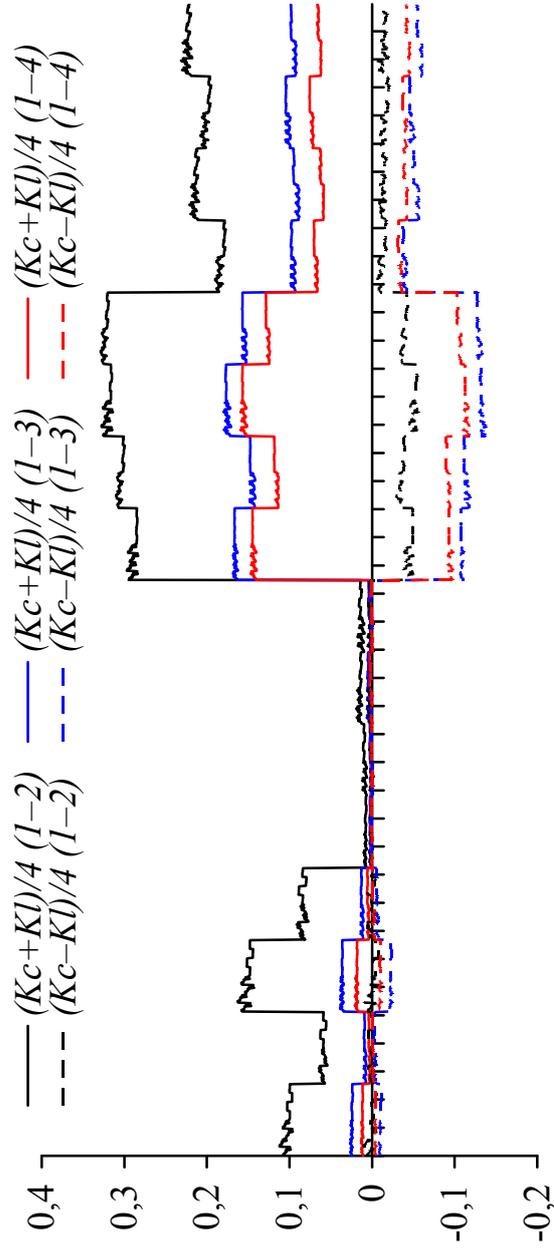


Рисунок 4.35 – Поперечное сечение четырехпроводной МПЛ с прокладочным слоем препрега и покрывающими слоями паяльной маски и лака (*a*); значения $(Kc+Kl)/4$ и $(Kc-Kl)/4$ (*б*)

Максимальное значение суммы — 0,34; разность принимает значения от минус 0,06 до 0,01.



a



б

Рисунок 4.36 – Поперечное сечение четырехпроводной МПЛ с покрывающими слоями препрега, паяльной маски и лака (*a*); значения $(Kc+Kl)/4$ и $(Kc-Kl)/4$ (*б*)

Максимальное значение суммы — 0,33; разность принимает значения от минус 0,13 до 0,003.

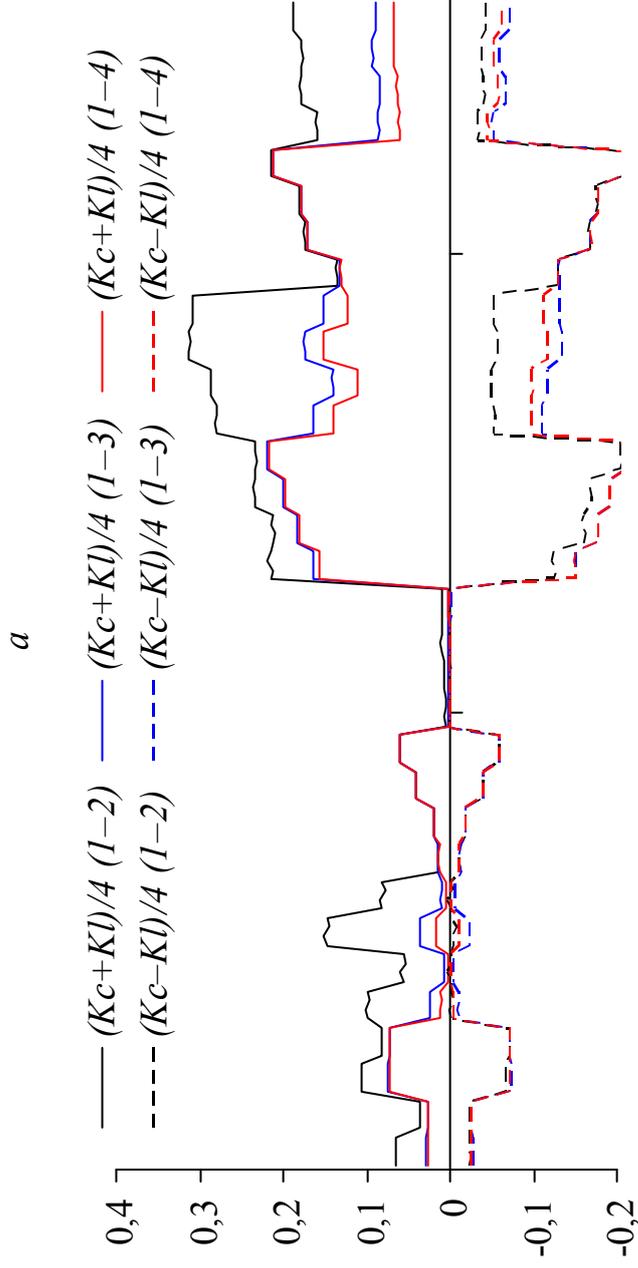


Рисунок 4.37 – Поперечное сечение четырехпроводной ПЛ с проводящим слоем (*a*); значения $(K_c + Kl)/4$ и $(K_c - Kl)/4$ (*b*)

Максимальное значение суммы — 0,31; минимальное значение разности — минус 0,21.

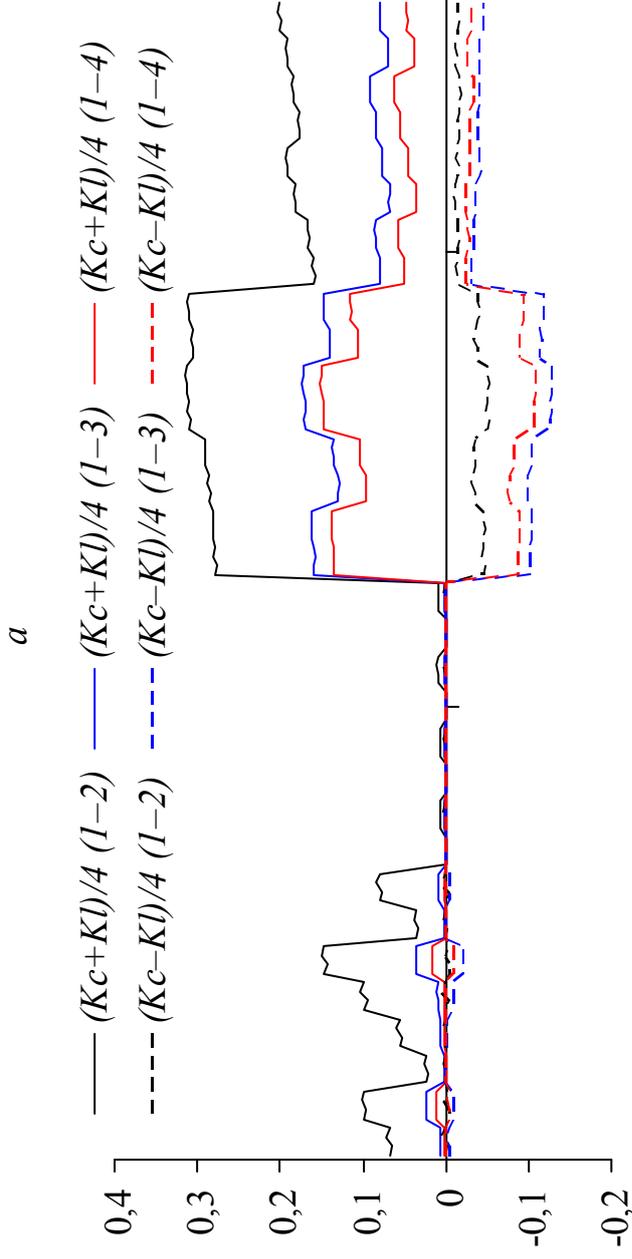
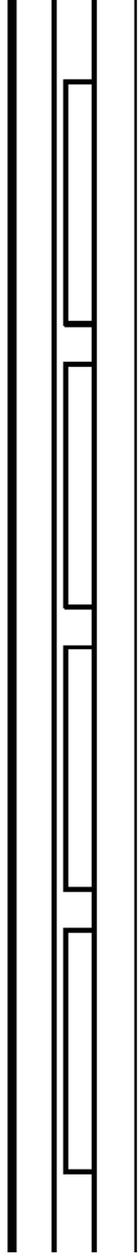


Рисунок 4.38 – Поперечное сечение четырехпроводной ПЛ с проводящим слоем и дополнительным слоем препрега (*a*); значения $(K_c + Kl)/4$ и $(K_c - Kl)/4$ (*б*)

Максимальное значение суммы — 0,31; разность принимает значения от минус 0,05 до 0,003.

4.6. Моделирование соединителей

4.6.1. Метод оценки волнового сопротивления

Представлены результаты предварительного моделирования соединителей [61], входящих в состав блока системы автономной навигации (САН). Для этого в квазистатическом приближении вычислены матрицы L и C погонных параметров соединителя и временной отклик на импульсный сигнал в начале и конце соединителя. Моделирование выполнено для решения двух задач.

Первая задача — оптимизация распределения по контактам питающих напряжений с помощью критерия минимизации волнового сопротивления эквивалентной линии передачи. При полном согласовании волнового сопротивления данной линии с источником и нагрузкой формы сигналов в начале и конце линии должны быть неискаженными, а уровень сигнала должен составлять половину ЭДС источника. Для выполнения этого условия подбирались равные значения сопротивлений на концах линии и выбиралось распределение контактов, обеспечивающее минимальное волновое сопротивление. *Вторая задача* — оценка взаимовлияний между различными цепями в соединителе.

Для оценки волнового сопротивления соединителя выполнено вычисление временного отклика в начале и конце соединителя. Общая схема моделирования соединителя представлена на рис. 4.39, где E_0 — ЭДС источника напряжения, $R_{ВХ} = R_{Н}$ — внутреннее сопротивление источника и сопротивление нагрузки соответственно. Положительные и отрицательные контакты питания соединителя подведены параллельно к узлам $V1$ и $V3$ соответственно. При полном согласовании волнового сопротивления соединителя с нагрузками формы сигналов в начале (между узлами $V3$ и $V1$) и конце (между узлами $V4$ и $V5$) линии должны быть неискаженными, а уровень сигнала должен составлять $0,5E_0$ (рис. 4.40).

При моделировании всех соединителей принято $E_0 = 1$ В, длина линии $l = 1$ мм, а длительности фронта (t_r), плоской вершины (t_d) и спада (t_f) импульса — 10, 100 и 10 пс соответственно.

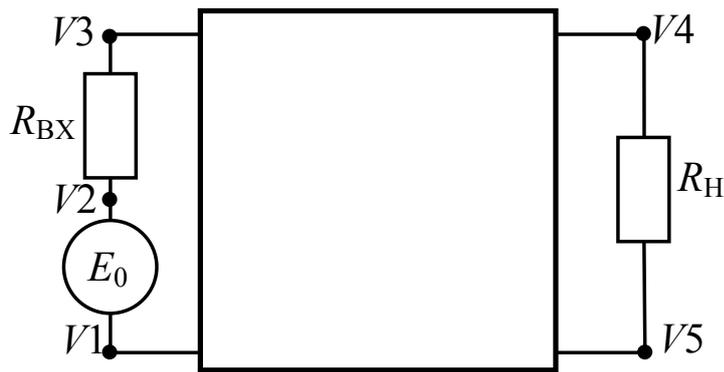


Рисунок 4.39 – Общая схема моделирования соединителя

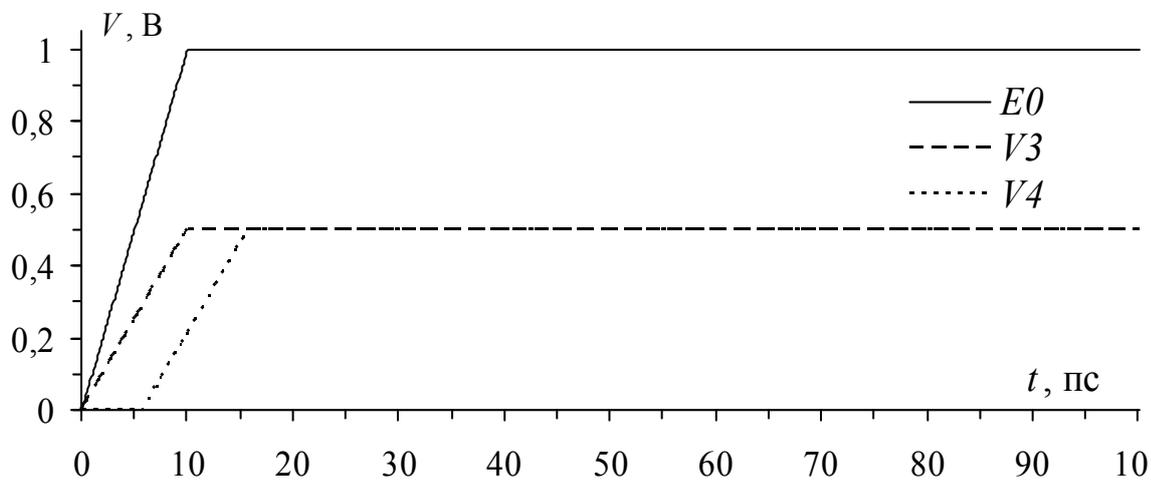


Рисунок 4.40 – Формы сигналов: ЭДС источника (—); начало (---) и конец (·····) соединителя

4.6.2. Соединитель типа DB-9

Вычислены параметры соединителя типа DB-9М с номинальными геометрическими параметрами и $\epsilon_r = 3$ (рис. 4.41).

Исходное и предлагаемое распределение контактов соединителя представлено на рис. 4.42. Условные обозначения «+» принято для питания +27 В, а «-» — для -27 В. Обозначениями On/Off показаны контакты для включения/отключения основного и резервного каналов блока САН соответственно. Контакт для цепи «Корпус» обозначен Gnd. Волновое сопротивление для исходного и предлагаемого вариантов составило 58,9 Ом и 27,3 Ом

соответственно. Как видно, надлежащее соединение неиспользуемых контактов уменьшает импеданс питания более чем в 2 раза.

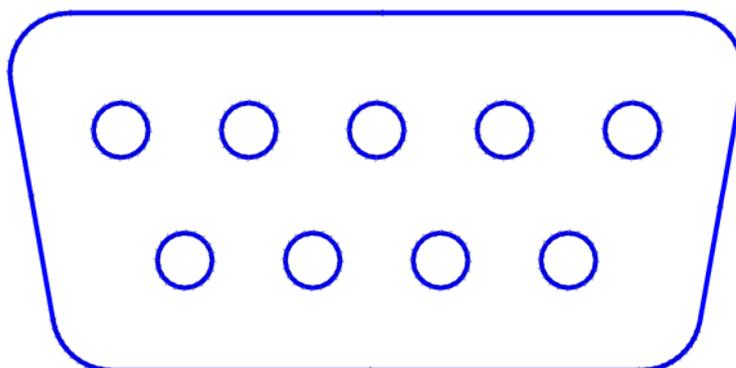


Рисунок 4.41 – Поперечное сечение соединителя типа DB-9М

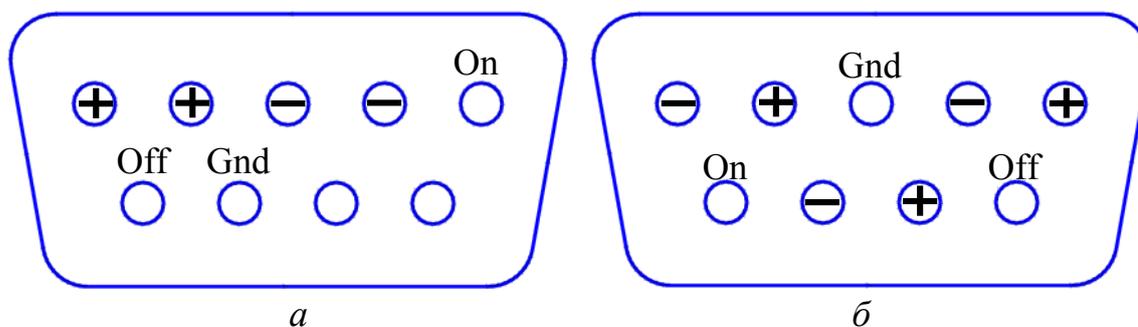


Рисунок 4.42 – Исходное (а) и предлагаемое (б) распределения контактов

Аналогичное моделирование проведено для других возможных вариантов распределения контактов соединителя (рис. 4.43), когда отсутствует контакт Gnd для цепи «Корпус». Полученные волновые сопротивления сведены в табл. 4.6.

Таблица 4.6 – Волновое сопротивление различных вариантов распределения контактов соединителя DB-9М

Варианты рис. 4.43	<i>a</i>	<i>б</i>	<i>в</i>	<i>г</i>	<i>д</i>	<i>е</i>
$Z_{в}, \text{Ом}$	24,4	25,4	24,3	25,1	25,1	35

Далее выполнена оценка взаимовлияний между различными цепями для интерфейсного соединителя DB-9М. Его поперечное сечение со схемой подключения приведено на рис. 4.44.

Моделирование выполнено для случая, когда одна из цепей соединителя активна, а три другие цепи пассивны.

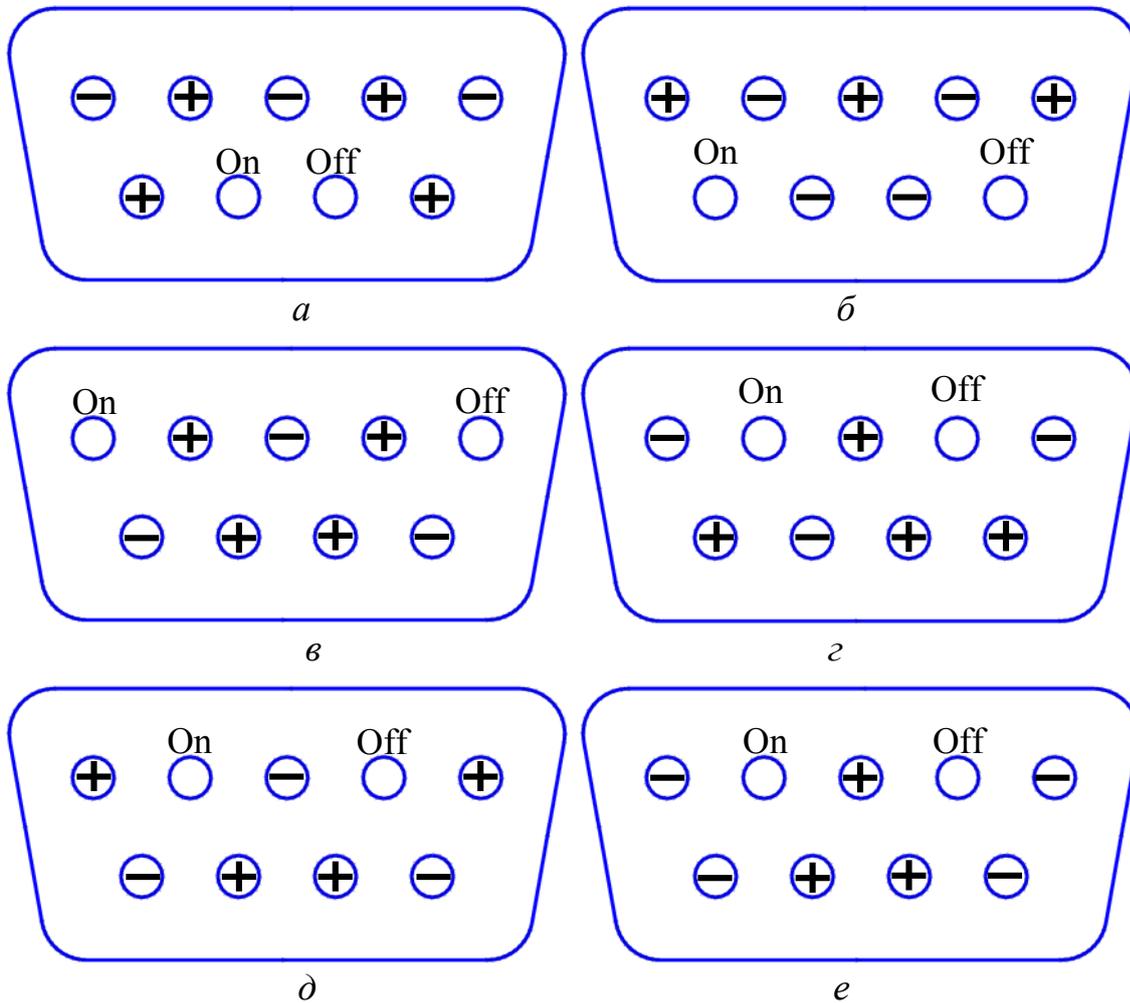


Рисунок 4.43 – Различные варианты распределения контактов соединителя без контакта GND

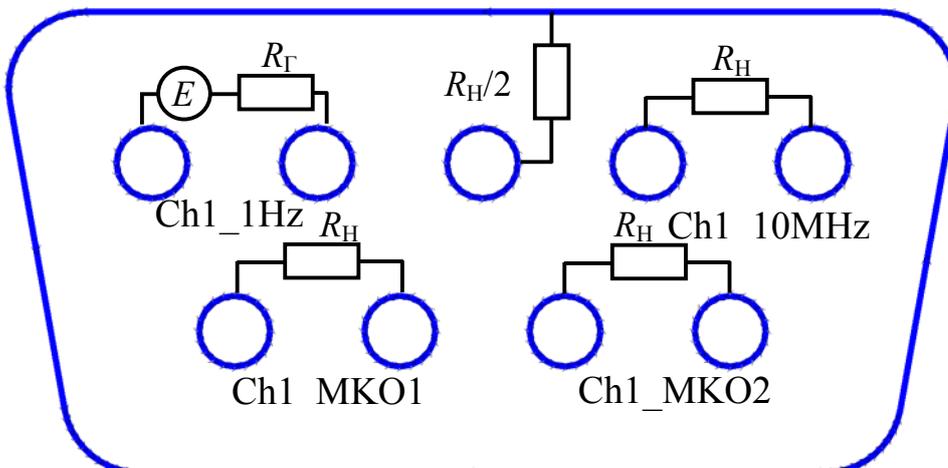


Рисунок 4.44 – Схема подключения при моделировании взаимовлияний в интерфейсном соединителе DB-9M

Рассмотрены два варианта активной цепи: Ch1_1Hz и Ch1_МКО1. Общая длина соединителя (вилка и розетка) принята 19,8 мм. При моделировании принято $R_{\Gamma} = R_{\text{H}} = 100 \text{ Ом}$. Полученные уровни перекрестных наводок в пассивных цепях сведены в табл. 4.7, где V_{NE} и V_{FE} — уровни ближней и дальней перекрестных наводок соответственно.

Таблица 4.7 – Уровни перекрестных наводок в соединителе типа DB-9M

Уровень наводки, мкВ	Активная цепь Ch_1Hz			Активная цепь Ch_МКО1		
	МКО1	Ch1_10MHz	Ch_МКО2	Ch_1Hz	Ch1_10MHz	Ch_МКО2
V_{NE}	174	45	55	170	55	220
V_{FE}	19	36	28	19	28	13

Из табл. 4.7 видно, что взаимовлияния в цепях соединителя типа DB-9M незначительны, на ближнем конце они существенно больше по сравнению с дальним, но различны по величине для рассматриваемых пар. Это дает возможность смены контактов цепей при необходимости большей развязки для конкретных цепей.

Отметим, что приведенный анализ важен как подготовительный этап для моделирования в системе TALGAT всей цепи соединитель – плата, которая даст гораздо большее взаимовлияние за счет длины печатных трасс. Кроме того, из матриц \mathbf{L} , \mathbf{C} , полученных для каждого соединителя, может быть легко построена эквивалентная схема из элементов с сосредоточенными параметрами. Ниже приведены матрицы погонных параметров \mathbf{C} , пФ/м; \mathbf{L} , нГн/м; $\boldsymbol{\tau}$, нс/м, а также матрица \mathbf{Z} , Ом:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 92,97 & -18,63 & -0,26 & -0,01 & -0,01 & -13,40 & -0,86 & -0,02 & -0,01 \\ -18,63 & 91,52 & -18,61 & -0,26 & -0,01 & -12,46 & -12,34 & -0,85 & -0,02 \\ -0,26 & -18,61 & 91,52 & -18,61 & -0,26 & -0,85 & -12,35 & -12,35 & -0,85 \\ -0,01 & -0,26 & -18,61 & 91,52 & -18,63 & -0,02 & -0,85 & -12,35 & -12,46 \\ -0,01 & -0,01 & -0,26 & -18,63 & 92,93 & -0,01 & -0,02 & -0,86 & -13,40 \\ -13,40 & -12,46 & -0,85 & -0,02 & -0,01 & 90,05 & -18,18 & -0,22 & -0,01 \\ -0,86 & -12,35 & -12,35 & -0,85 & -0,02 & -18,18 & 92,7 & -18,15 & -0,22 \\ -0,02 & -0,85 & -12,35 & -12,35 & -0,86 & -0,22 & -18,15 & 92,7 & -18,18 \\ -0,01 & -0,02 & -0,85 & -12,46 & -13,40 & -0,01 & -0,22 & -18,18 & 90,05 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 326,75 & 86,10 & 27,44 & 9,22 & 2,75 & 67,70 & 34,20 & 13,57 & 4,80 \\ 86,10 & 365,0 & 99,1 & 31,52 & 9,22 & 81,93 & 87,06 & 41,10 & 15,27 \\ 27,44 & 99,1 & 369,05 & 99,1 & 27,43 & 39,45 & 88,74 & 88,74 & 39,45 \\ 9,22 & 31,52 & 99,1 & 365,0 & 86,09 & 15,27 & 41,10 & 87,06 & 81,93 \\ 2,75 & 9,22 & 27,43 & 86,09 & 326,75 & 4,79 & 13,57 & 34,19 & 67,70 \\ 67,70 & 81,93 & 39,45 & 15,27 & 4,79 & 349,13 & 91,04 & 28,59 & 9,23 \\ 34,20 & 87,06 & 88,74 & 41,10 & 13,57 & 91,04 & 360,66 & 94,69 & 28,59 \\ 13,57 & 41,10 & 88,74 & 87,06 & 34,19 & 28,59 & 94,69 & 360,66 & 91,04 \\ 4,80 & 15,27 & 39,45 & 81,93 & 67,70 & 9,23 & 28,59 & 91,04 & 349,11 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 61,95 & 16,32 & 5,20 & 1,75 & 0,52 & 12,83 & 6,48 & 2,57 & 0,90 \\ 16,32 & 69,20 & 18,80 & 5,97 & 1,75 & 15,53 & 16,51 & 7,80 & 2,90 \\ 5,20 & 18,80 & 69,97 & 18,80 & 5,20 & 7,48 & 16,82 & 16,82 & 7,48 \\ 1,75 & 5,97 & 18,80 & 69,20 & 16,32 & 2,90 & 7,80 & 16,50 & 15,54 \\ 0,52 & 1,75 & 5,20 & 16,32 & 61,95 & 0,91 & 2,57 & 6,48 & 12,83 \\ 12,83 & 15,53 & 7,48 & 2,90 & 0,91 & 66,19 & 17,26 & 5,42 & 1,75 \\ 6,48 & 16,51 & 16,82 & 7,80 & 2,57 & 17,26 & 68,38 & 17,95 & 5,42 \\ 2,57 & 7,80 & 16,82 & 16,50 & 6,48 & 5,42 & 17,95 & 68,38 & 17,26 \\ 0,90 & 2,90 & 7,48 & 15,54 & 12,83 & 1,75 & 5,42 & 17,26 & 66,20 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} 5,7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5,7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5,7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5,7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5,7 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5,7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5,7 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5,7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5,7 \end{bmatrix}.$$

4.6.3. Соединитель типа DB-25

На рис. 4.45 представлено поперечное сечение соединителя типа DB-25М, по которому подается питание для основного и резервного каналов блока САН. При моделировании использованы номинальные геометрические параметры соединителя, а значение ϵ_r заполнения соединителя принято равным 3.

Исходное распределение контактов соединителя представлено на рис. 4.46. Условные обозначения «+» принято для питания

+27 В, «←» — для -27 В. Обозначениями On₁/Off₁ и On₂/Off₂ показаны контакты для включения/отключения основного и резервного каналов блока САН соответственно. Контакт для цепи «Корпус» обозначен Gnd. Волновое сопротивление для исходного распределения питания $Z_B = 12,9$ Ом.

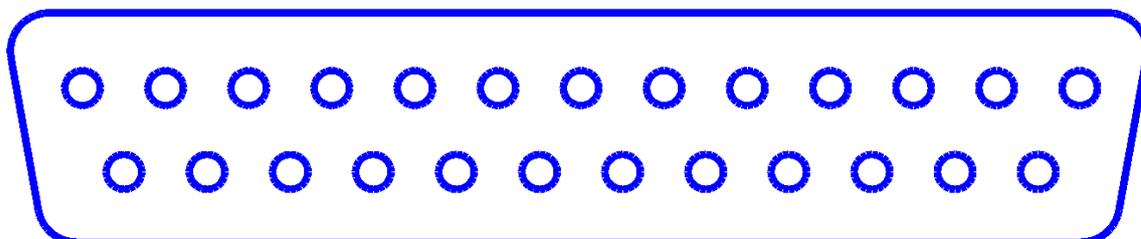


Рисунок 4.45 – Поперечное сечение соединителя типа DB-25M

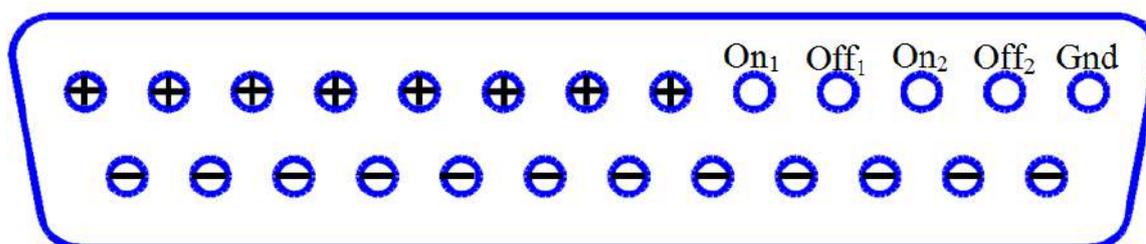


Рисунок 4.46 – Исходное распределение контактов соединителя типа DB-25M

Предлагаемый вариант распределения контактов соединителя типа DB-25M показан на рис. 4.47. Волновое сопротивление для предлагаемого распределения питания составило $Z_B = 7,7$ Ом, что почти в 2 раза меньше исходного.

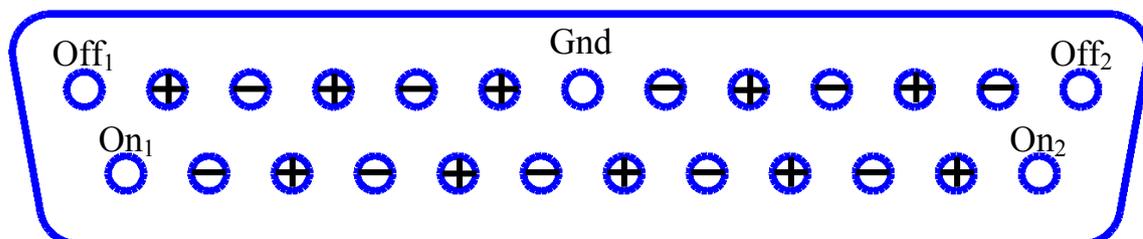


Рисунок 4.47 – Предлагаемое распределение контактов соединителя типа DB-25M

4.6.4. Соединитель типа СНП-393

Аналогичное моделирование проведено для соединителя типа СНП-393, поперечное сечение которого представлено на рис. 4.48. При моделировании использованы номинальные геометрические параметры соединителя, значение ϵ_r диэлектрического заполнения соединителя принято равным 3. Отметим, что, кроме расположения и формы контактов, он отличается отсутствием внешнего проводника (корпуса).

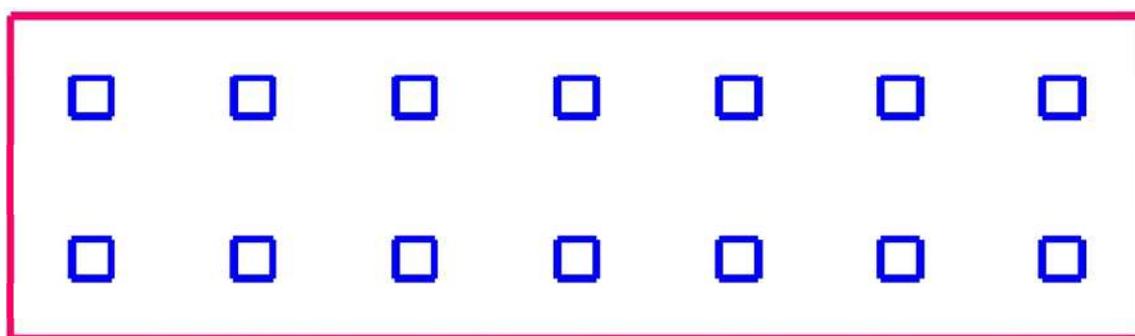


Рисунок 4.48 – Поперечное сечение соединителя типа СНП-393

Исходное распределение контактов соединителя представлено на рис. 4.49. Обозначение «+5» принято для цепи питания +5 В, а «+15» — для +15 В. Контакты схемной земли обозначены Gnd. Волновое сопротивление для исходного распределения питания для цепи +5 В составило 32 Ом, а для +15 — 63 Ом.

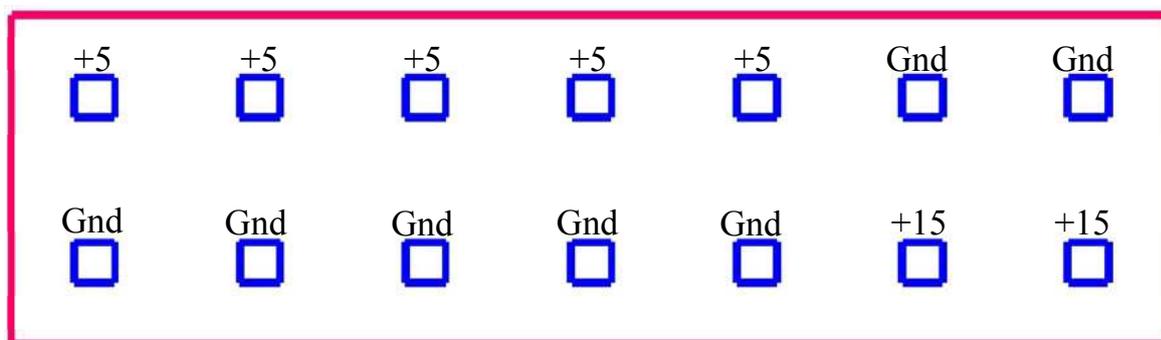


Рисунок 4.49 – Исходное распределение контактов соединителя типа СНП-393

Предлагаемое распределение контактов соединителя типа СНП-393 показано на рис. 4.50. Волновое сопротивление для

предлагаемого распределения питания для цепи +5 В составило 19 Ом, а для +15 — 57 Ом, что значительно меньше исходных значений.

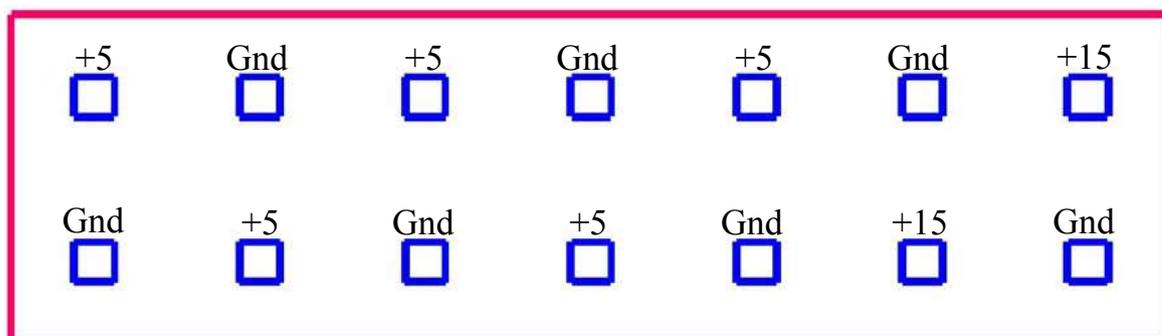


Рисунок 4.50 – Предлагаемое распределение контактов соединителя типа СНП-393

Таким образом, моделирование соединителей позволило выбрать контакты питания, обеспечивающие значительно меньшее волновое сопротивление линий питания, а также выполнить оценку перекрестных наводок между цепями соединителя.

В заключение отметим, что разработанная и описанная методика предварительного анализа ЭМС унифицированных электронных модулей нашла практическое применение при составлении рекомендаций для ОАО «ИСС» — пяти УЭМ энергопреобразующего комплекса и радиотехнического блока для аппаратуры радионавигации.

Вычислены параметры и предложена микрополосковая линия со стабильной задержкой. Описано разработанное приложение, которое позволяет из заданных параметров стека и значения волнового сопротивления рассчитывать ширину линии передачи.

Вычислены коэффициенты емкостной и индуктивной связей для всех комбинаций крайних значений параметров линий передачи, которые позволяют косвенно оценить уровень перекрестных помех. Выполнена оценка взаимовлияния различных цепей интерфейсных соединителей, используемых в бортовой РЭА КА. Предложено оптимальное распределение контактов питающих напряжений по критерию минимизации волнового сопротивления эквивалентной линии передачи.

Литература

1. Газизов Т.Р. Вычисление ёмкостной матрицы двумерной конфигурации проводников и диэлектриков с ортогональными границами / Т.Р. Газизов // Известия вузов. Физика. – 2004. – № 3. – С. 88–90.

2. Газизов Т.Р. Матрица ёмкостных коэффициентов трехмерной системы проводников и диэлектриков / Т.Р. Газизов // Известия вузов. Физика. – 1998. – № 3. – С. 123–125.

3. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Т.Р. Газизов ; под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: НТЛ, 2003. – 212 с.

4. Куксенко С.П. Совершенствование алгоритма вычисления методом моментов емкостных матриц системы проводников и диэлектриков в диапазоне значений диэлектрической проницаемости диэлектриков / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2012. – Т. 17, № 10. – С. 14–22.

5. Куксенко С.П. Итерационные методы решения системы линейных алгебраических уравнений с плотной матрицей / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов. – Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 208 с.

6. Газизов Т.Р. Оптимизация допуска обнуления при решении СЛАУ итерационными методами с предобусловливанием в задачах вычислительной электродинамики / Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2004. – № 8. – С. 26–28.

7. Saad Y. Iterative methods for sparse linear systems: third edition / Y. Saad. – USA, Philadelphia: SIAM, 2003. – 547 p.

8. Многократное решение СЛАУ с частично изменяющейся матрицей итерационным методом / Р.Р. Ахунов, С.П. Куксенко, В.К. Салов, Т.Р. Газизов // XXVI. Записки науч. семинара ПОМИ. – 2013. – Т. 419. Численные методы и вопросы организации вычислений. – С. 16–25.

9. Intel® Math Kernel Library [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://software.intel.com/en-us/intel-mkl>, свободный (дата обращения: 01.06.2014).

10. Automatically Tuned Linear Algebra Software (ATLAS) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://math-atlas.sourceforge.net>, свободный (дата обращения: 01.06.2014).
11. Eigen [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://eigen.tuxfamily.org>, свободный (дата обращения: 01.06.2014).
12. CUDA Parallel Computing Platform [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.nvidia.ru/object/cuda_home_new.html, свободный (дата обращения: 01.06.2014).
13. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevich, R.M. Biljic, V.D. Lika-Smiljanic, T.K. Sarkar // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – V. 43, № 4. – P. 662–666.
14. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах / А.А. Брандт. – М. : Физматгиз, 1963. – 404 с.
15. A simple method for measuring the relative permittivity of printed circuit board materials / A. Namba, O. Wada, Y. Toyota, Y. Fukomoto, Z.L. Wang, R. Koga, T. Miyashita, T. Watanabe // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – V. 43, № 4. – P. 515–519.
16. Pasunoori P. Automated Dielectric Constant and Loss Tangent Characterization Using Cavity Resonators / P. Pasunoori, A.E. Engin // 2011 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Long Beach, CA, USA, 14–19 Aug., 2011. – P. 509–513.
17. Frequency-Dependent Dielectric Constant and Loss Tangent Characterization of Thin Dielectrics Using a Rapid Solver / A.E. Engin, A. Tambawala, M. Swaminathan, S. Bhattacharya, P. Pramanik, K. Yamazaki // 57-th Electronic Components and Technology Conference, Reno, NV, May 29 – June 1 2007. – 2007. – P. 792–797.
18. Gruszczynski S. A simple resonance method of measurement of dielectric constant of thin and intermediate thickness microwave laminates / S. Gruszczynski, M. Zaradny // MIKON-2004: 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications : Warsaw, Poland, May 17–19, 2004. – P. 206–209.
19. Extraction of Dispersive Material Parameters Using Vector Network Analyzers and Genetic Algorithms / J. Zhang, M.Y. Koledintseva, D.P. Pommerenke, J.L. Drewniak, K.N. Rozanov,

G. Antonini, A. Orlandi // Instrumentation and Measurement Technology Conference, Sorrento, Italy, Apr. 24–27, 2006. – P. 462–467.

20. On the Modeling of Conductor and Substrate Losses in Multiconductor, Multidielectric Transmission Line Systems / T.R. Arabi, A.T. Murphy, T.K. Sarkar, R.F. Harrington, A.R. Djordjevic // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1991. – V. 39, № 7. – P. 1090–1097.

21. Extraction of $\epsilon_{ps}(f)$ and $\tan\delta(f)$ for printed circuit board insulators up to 30 GHz using the short-pulse propagation technique / A. Deutsch, T. Winkel, G. Kopcsay, C. Surovic // IEEE Trans. on Adv. Packaging. – 2005. – V. 28, № 1. – P. 4–12.

22. Planar transmission line method for characterization of printed circuit board dielectrics / J. Zhang, M.Y. Koledintseva, G. Antonini, J.L. Drewniak, A. Orlandi, K.N. Rozanov // Progress In Electromagnetics Research. – 2010. – V. 102. – P. 267–286.

23. Causal $RLGC(f)$ Models for Transmission Lines From Measured S-Parameters / J. Zhang, J.L. Drewniak, D.J. Pommerenke, M.Y. Koledintseva, R.E. DuBroff, W. Cheng, Z. Yang, Q.B. Chen, A. Orlandi // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 2010. – V. 52, № 1. – P. 189–198.

24. Shlepnev Y. Measurement-Assisted Electromagnetic Extraction of Interconnect Parameters on Low-Cost FR-4 boards for 6-20 Gb/sec Applications / Y. Shlepnev // DesignCon. – 2008.

25. Speedstack PCB impedance field solver and PCB layer stackup tool package [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.polarinstruments.com/products/stackup/Speedstack_PCB.html, свободный (дата обращения: 01.06.2014).

26. Расчет волнового сопротивления трех вариантов полосковых линий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://zfdtd.narod.ru/utl/index.htm>, свободный (дата обращения: 01.06.2014).

27. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012660373. TALGAT 2011 / Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Аширбакиев Р.И., Лежнин Ег.В., Салов В.К., Лежнин Ев.В., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е. – Заявка

№ 2012618426 ; дата поступления 05.10.2012 ; зарег. в Реестре программ для ЭВМ 16.11.2012.

28. Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры : учеб. пособие / Т.Р. Газизов. – Томск : ТМЛ-Пресс, 2007. – 256 с.

29. Суровцев Р.С. Исследование ускорения многократного решения СЛАУ с частично изменяющейся матрицей блочным методом / Р.С. Суровцев, В.К. Салов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2012. – № 10. – С. 22–24.

30. Суровцев Р.С. Использование блочного LU-разложения для ускорения вычислений матрицы емкостей в диапазоне изменения диэлектрической проницаемости диэлектрика: состояние дел, новые результаты и перспективы исследований / Р.С. Суровцев, В.К. Салов // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2012. – № 2(26), ч. 2. – С. 47–50.

31. Суровцев Р.С. Использование блочного LU-разложения для ускорения вычисления временного отклика связанных линий передачи с учетом частотной зависимости диэлектрической проницаемости подложки / Р.С. Суровцев, С.П. Куксенко, В.К. Салов // Инфокоммуникационные технологии. – 2013. – Т. 11, № 3. – С. 64–69.

32. Салов В.К. Ускорение решения СЛАУ с плотной матрицей стабилизированным методом бисопряженных градиентов в задачах электростатики / В.К. Салов, Т.Р. Газизов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2011. – № 12. – С. 16–19.

33. Куксенко С.П. Совершенствование способов предфильтрации для решения СЛАУ с плотной матрицей итерационными методами с предобуславливанием в задачах вычислительной электродинамики / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – № 9. – С. 12–17.

34. Газизов Т.Р. Сравнение способов предфильтрации при решении СЛАУ с плотной матрицей итерационными методами с предобуславливанием / Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко // Инфокоммуникационные технологии. – 2007. – Т. 5, № 2. – С. 14–18.

35. Salov. V.K. Convergence of multiple iterative solution of linear algebraic systems with a fully varying matrix using a single calculated initial preconditioner / V.K. Salov, T.R. Gazizov, O.A. Nikitina //

Innovative Information Technologies: Materials of the International scientific-practical conference. Czech, Prague, 21–25 April 2014. – 2014. – Part 2. – P. 452–457.

36. Gazizov T.R. Analytic expressions for MoM calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries / T.R. Gazizov // Proc. of the 2001 IEEE EMC Symposium, Montreal, Canada, August 13–17, 2001. – Vol. 1. – P. 151–155.

37. Салов В.К. Ускорение вычислений за счет использования графических процессоров / В.К. Салов, С.П. Куксенко // Сб. тез. докл. конф. молодых специалистов ОАО «ИСС», г. Железногорск, 2011. – С. 419–420.

38. Куксенко С.П. Сравнение производительности математических библиотек на примере решения системы линейных алгебраических уравнений / С.П. Куксенко, М.Е. Комнатнов // Сб. тез. докл. конф. молодых специалистов ОАО «ИСС», г. Железногорск, 2011. – С. 396–398.

39. Салов В.К. Ускорение итерационных методов решения СЛАУ за счет использования параллельных вычислений / В.К. Салов // Материалы докл. всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР», Томск, 4–6 мая 2011. – 2011. – С. 135–138.

40. Аширбакиев Р.И. Адаптивный итерационный выбор оптимальной сегментации границ проводников и диэлектриков в задачах электростатики / Р.И. Аширбакиев, В.К. Салов // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2013. – № 3(29). – С. 159–161.

41. Голованов Н.Н. Геометрическое моделирование / Н.Н. Голованов. – М. : Изд-во физ.-мат. литературы, 2002. – 472 с.

42. Салов В.К. Важность корректного учета частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов при моделировании задач ЭМС / В.К. Салов, Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9/3. – С. 106–108.

43. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012610712. TALGAT 2010 / Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Аширба-

киев Р.И., Вершинин Е.А., Лежнин Е.В., Орлов П.Е., Бевзенко И.Г., Калимулин И.Ф. – Заявка № 2011617178 ; дата поступления 26.09.2011 ; зарег. в Реестре программ для ЭВМ 13.01.2012.

44. Самотин И.Е. Устройства защиты вычислительной техники и систем управления путем модального разложения импульсов помех в кабельных и полосковых структурах : дис. ... канд. техн. наук / И.Е. Самотин. – Томск, 2011. – 199 с.

45. Салов В.К. Экстракция частотной зависимости диэлектрической проницаемости подложки печатной платы резонаторным методом / В.К. Салов // Материалы докл. всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР», Томск, 15–17 мая 2013. – 2013. – С. 135–138.

46. Салов В.К. Получение частотной зависимости диэлектрической проницаемости диэлектрика резонаторным методом / В.К. Салов, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2014. – Т. 57, № 6. – С. 134–136.

47. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. пособие для вузов / В.В. Никольский, Т.И. Никольская. – 3-изд., перераб. и доп. – М. : Наука, гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 544 с.

48. New results on EMC simulation for space projects of TUSUR / T. Gazizov, A. Melkozerov, A. Zabolotsky, P. Orlov, R. Ashirbakiev, R. Akhunov, S. Kuksenko, V. Salov, I. Kalimulin // University. Proc. of IEEE Int. Conf. on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications. May 14–16, 2014, Pavia, Italy. – P. 1–4.

49. Заболоцкий А.М. Методика предварительного анализа электромагнитной совместимости унифицированного электронного модуля космического аппарата / А.М. Заболоцкий, В.К. Салов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2014. – Т. 19, № 6. – С. 41–46.

50. Gerfer A. Practical EMI filter design / A. Gerfer, M. Eckert // Workshop IEEE EMC. – 2008. – P. 24.

51. Hubing T.H. Printed circuit board EMI source mechanisms / T.H. Hubing // Proc. IEEE EMC 2003 Symp. – 2003. – P. 1–3.

52. Hubing T.H. PCB EMC design guidelines: a brief annotated list / T.H. Hubing // Proc. IEEE EMC 2003 Symp. – 2003. – P. 34–36.

53. Archambeault B. The Ground Myth / B. Archambeault // Workshop Proc. IEEE EMC 2012 Symp. – P. 1–85.

54. Заболоцкий А.М. Индуктивность цепи земля-питание в печатных платах бортовой аппаратуры космических аппаратов / А.М. Заболоцкий, И.Ф. Калимулин, Т.Р. Газизов // Авиакосмическое приборостроение. – 2011. – № 11. – С. 11–15.

55. Салов В.К. Моделирование микрополосковой линии с полигонами / В.К. Салов, Т.Р. Газизов // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2013. – № 3(29). – С. 162–164.

56. Заявка 2013159316 Российская Федерация. Микрополосковая линия со стабильной задержкой / Салов В.К., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. – Заявл. 30.12.2013.

57. Салов В.К. Оценка электрофизических параметров трасс печатной платы бортовой аппаратуры космического аппарата / В.К. Салов, О.М. Кузнецова–Таджибаева // Материалы докл. всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР», Томск, 25–26 мая 2012. – 2012. – С. 114–117.

58. Калантаров П.Л. Расчет индуктивностей: Справочная книга / П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л. : Энергоатомиздат, Ленинград. отд-ние, 1986. – 488 с.

59. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры / Л.Н. Кечиев. – М. : Группа ИДТ, 2007. – 616 с.

60. Разработка математических моделей для трассировки мейндровых линий задержки с оптимальными параметрами : отчет по НИР, шифр НИР «Змейки» (договор № Р-2013011 от 18.01.2013). – № ГР 01201367746.

61. Салов В.К. Методика распределения контактов соединителя бортовой аппаратуры, обеспечивающая минимальный импеданс / В.К. Салов, Р.С. Суровцев // Сб. науч. тр. II Всерос. форума школьников, студентов, аспирантов и молодых ученых с междунар. участием «Космическое приборостроение». – Томск, 2014. – С. 148–151.

Научное издание

Салов Василий Константинович

Заболоцкий Александр Михайлович

Куксенко Сергей Петрович

Орлов Павел Евгеньевич

Суровцев Роман Сергеевич

**СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ
И ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ
СОВМЕСТИМОСТИ БОРТОВОЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ**

Монография

Корректурa, компьютерная верстка Е.Н. Ворониной

Подписано в печать 28.08.14. Формат 60x84/16.

Усл.-печ. л. 7,67. Тираж 100 экз. Заказ 719.

Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники.

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

Тел. (3822) 533018.