

УДК: 621.391.31

Оценка целостности сигналов в печатных платах системы автономной навигации космического аппарата

Суровцев Р.С. *, Газизов Т.Р. **

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
ТУСУР, проспект Ленина, 40, Томск, 634050, Россия*

**e-mail: surovtservers@gmail.com*

***e-mail: talgat@tu.tusur.ru*

Аннотация

Показана актуальность обеспечения целостности сигналов (ЦС) в системах автономной навигации (САН) космических аппаратов (КА). В целях технологической независимости и импортозамещения предложено использовать для этого отечественную систему компьютерного моделирования электромагнитной совместимости. Представлены результаты анализа ЦС реальных печатных плат САН КА. Для анализа использован квазистатический подход, реализованный в системе TALGAT. Рассмотрены три показательных примера. Сначала выполнена оценка влияния граничных условий на форму сигнала в связанных трассах с учетом и без учета потерь в проводниках и диэлектриках. Затем выполнены оценки уровня перекрестных наводок и коэффициента передачи в пятипроводной трассе во временной и частотной областях. Рассмотрен наихудший случай, когда на один проводник одновременно воздействуют все остальные. Наконец, выполнена оценка синхронизации сигналов в дифференциальной паре.

Ключевые слова: моделирование, электромагнитная совместимость, целостность сигналов, печатная плата, бортовая радиоэлектронная аппаратура, система автономной навигации.

Введение

Неотъемлемым этапом разработки радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) являются испытания, в результате проведения которых выявляются уязвимости и критичные узлы блоков РЭА. При этом возникает необходимость повторного проведения испытаний, что повышает затраты на разработку. Поэтому целесообразно предварительное имитационное моделирование различных процессов (механических, тепловых и электрических) до изготовления РЭА. Важным является моделирование для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) РЭА, необходимость которого связана с неуклонным ростом плотности монтажа современной РЭА и верхней граничной частоты спектра полезных и помеховых сигналов. Одной из актуальных задач ЭМС является обеспечение целостности сигналов (ЦС) и питания печатных плат (ПП) РЭА [1]. Бортовая РЭА космических аппаратов (КА) не является исключением, а необходимость моделирования ее узлов и блоков вызвана повышающейся жесткостью электромагнитной обстановки внутри КА. В настоящее время большинство высокоорбитальных КА использует для позиционирования наземную инфраструктуру. Однако для реализации надежного и автономного довыведения КА с переходной на геостационарную орбиту все шире используются системы автономной навигации (САН). Между тем, САН требует особо низких уровней внешних воздействий. Например, особенно актуально подавление излучаемых эмиссий на частотах работы GPS на 40 дБ ниже общего

уровня (рис. 1), как этого требует стандарт AIAA-S-121-2009 [2]. Примечательно, что тенденции выхода отечественных производителей на мировой рынок требуют соблюдения требований данного стандарта. Кроме того, для повышения конкурентоспособности, современные САН должны поддерживать как можно больше глобальных навигационных спутниковых систем, а поскольку они работают на разных частотах, требуется снижение уровня воздействий в диапазоне частот.

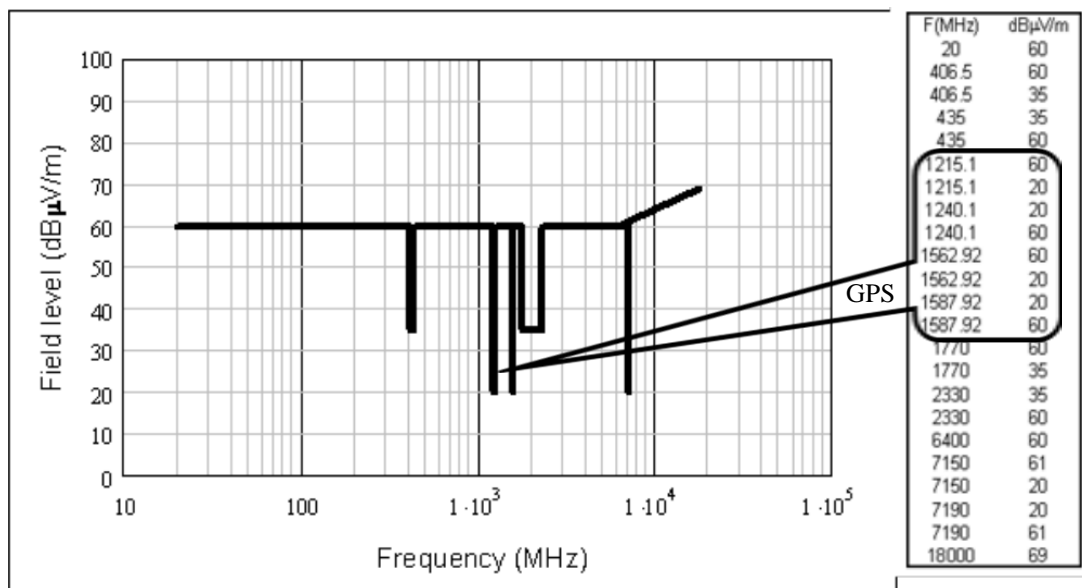


Рис. 1 Ограничительная линия излучаемого бортовой РЭА электрического поля на рабочих частотах по стандарту AIAA S-121-2009

Для анализа ЦС существуют разные подходы. Аналитический подход требует минимальных затрат, но пригоден только для частных структур. Например, для отрезков связанных линий на основе разделения мод сигнала во временной области получены зависимости напряжения от времени в замкнутом виде [3]. Другой пример – последовательно соединенные отрезки связанных линий с емкостями на стыках этих отрезков [4]. Для анализа ЦС в произвольных структурах применяют более универсальные подходы: электродинамический (на основе уравнений Максвелла)

или квазистатический (на основе телеграфных уравнений). Первый дает более точные результаты моделирования, но необходимые для этого вычислительные затраты обычно высоки даже для относительно простых структур. Второй, при гораздо меньших затратах, может давать результаты, сопоставимые по точности с результатами первого [5]. Поэтому, благодаря приемлемым затратам и точности, для моделирования простых структур предпочтителен квазистатический анализ. Он реализован в ряде программных продуктов, но в большинстве своем, зарубежных и дорогих. Кроме того, актуальны технологическая независимость и импортозамещение. Известна отечественная система компьютерного моделирования ЭМС TALGAT [6], активно развиваемая и используемая коллективом ее создателей, например, в методике предварительного моделирования ЦС в межсоединениях ПП бортовой РЭА КА [7].

Цель работы – показать возможность моделирования ЦС электрических цепей реальных ПП САН КА в системе TALGAT.

Одной из задач ЦС является учет взаимовлияния межсоединений из-за перекрестных связей между ними. Наибольшую опасность представляют перекрестные связи в межсоединениях с большой электрической длиной, приводящие к высоким уровням перекрестных наводок на ближнем и дальнем концах межсоединений [8]. Часто моделирование перекрестных помех проводится для тракта 50 Ом, как это сделано, например, в [7, 9]. Но это не соответствует реальным выходным и входным сопротивлениям активных компонентов бортовой РЭА, поскольку, например, выходное сопротивление микросхем часто низкоомно, а

входное – высокоомно. Поэтому целесообразна оценка с учетом таких граничных условий.

Другой задачей является моделирование многопроводных трасс ПП. Например, актуальна оценка перекрестных наводок в наиболее критичных случаях, когда на один из центральных пассивных проводников одновременно воздействуют несколько активных. Тогда, уровни наводок могут быть значительно выше, чем в связанных линиях, и превышать допустимые нормы. Также актуально моделирование отклика не только во временной, но и в частотной области, так как оно позволяет получить частотную зависимость коэффициента передачи в активном проводнике трассы и оценить уровень наводок в пассивных проводниках на интересующих частотах.

Наконец, актуальны исследования ЦС дифференциальных пар (ДП) в многослойных ПП. Так, в ДП с интегрированными электромагнитными щелевыми структурами показана возможность ослабления уровня помехового сигнала на 40 дБ [10]. Передача сигналов в дифференциальном виде обеспечивает более низкий уровень излучения и передачу сигналов на сравнительно большие расстояния. Однако, необходимо обеспечить точную синхронизацию сигналов в точке приема, для чего не всегда достаточно провести ко всем точкам проводники одинаковой длины. Синхронизация сигналов может быть неконтролируемой, что вызвано потерями в проводниках и диэлектриках, а также наличием дисперсии, и контролируемой, вызванной разными длинами отрезков и неполным учетом диэлектрического заполнения ПП. Отметим, например, что трассы на внешних сторонах платы (микростриповые линии) по сравнению с трассами на внутренних

слоях (полосковыми линиями) обладают более высокой скоростью распространения сигнала. Поэтому полезна оценка синхронизации сигналов в ДП ПП бортовой РЭА с учетом реального диэлектрического заполнения.

Таким образом, для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи: выбрать реальные ПП; выбрать наиболее критичные межсоединения ПП; оценить влияние граничных условий на форму сигнала в связанной линии, уровень перекрестных наводок и коэффициента передачи в многопроводных участках платы во временной и частотной областях, синхронизацию в ДП.

Для анализа выбраны цепи трех печатных плат: цифровой обработки сигналов, радиопередающего устройства и питания САН. Наибольший интерес для оценки ЦС представляют межсоединения первых двух плат, так как их межсоединения имеют наибольшую протяженность и плотную трассировку, что способствует возникновению перекрестных связей, которые могут быть критичны.

Влияние граничных условий на форму сигнала в связанных трассах

Для моделирования влияния граничных условий на форму сигнала в связанных трассах выбраны цепи последовательного интерфейса процессора на ПП цифровой обработки сигналов САН. Предварительные результаты такого исследования представлены в [11]. В состав данного интерфейса входят три цепи, наибольшую протяженность из них имеют только две. Поэтому выполнен анализ взаимовлияний только этих цепей. Их вид на ПП приведен на рис. 2.

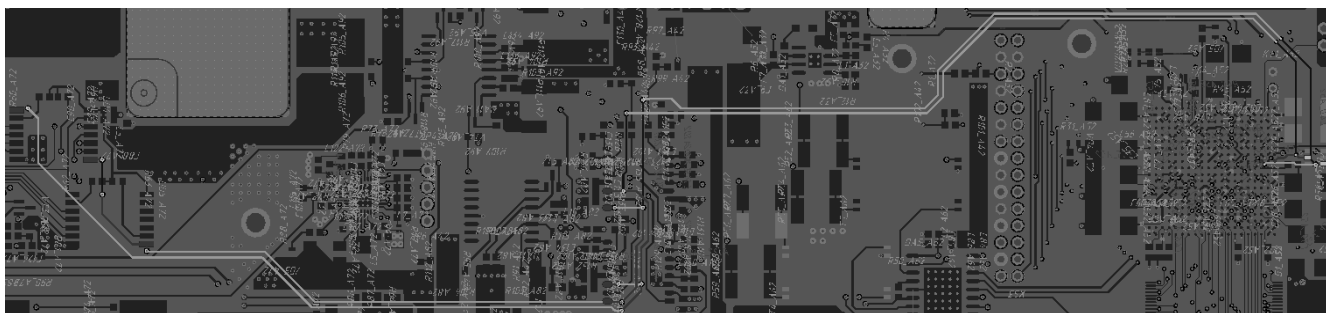
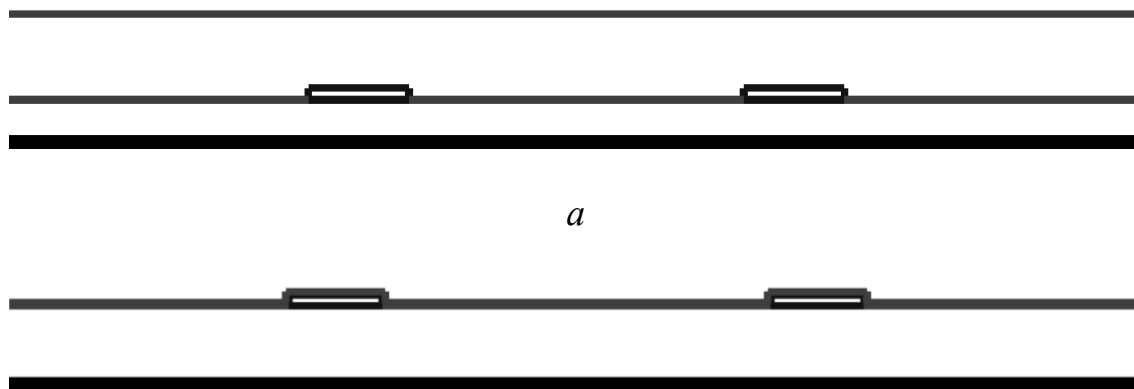


Рис. 2. Вид выбранных цепей на ПП цифровой обработки сигналов САН

Выбранные цепи проходят по трем слоям ПП (Top, Signal, Bottom) и представлены в виде последовательно соединенных отрезков одиночных и связанных линий. Поэтому на разных слоях в поперечном сечении выбранные цепи имеют вид одиночной и связанной микрополосковой и полосковой линий. Также необходимо отметить, что расстояние между проводниками отрезков связанной линии различно для разных участков цепи, а нанесение слоя паяльной маски изменяет емкостную связь между проводниками. Поэтому выполнено построение поперечных сечений цепей согласно реальным параметрам ПП САН. В качестве примера на рис. 3 показаны поперечные сечения цепей на слоях Signal и Top (на слоях Top и Bottom они совпадают). Построение поперечных сечений и все дальнейшее моделирование выполнено в системе TALGAT.



a

б

Рис. 3 Вид поперечных сечений связанных линий на слоях Signal (а) и Top (б)

Прежде чем приступить к оценке влияния граничных условий на форму сигнала в цепях, необходимо вычислить матрицы погонных коэффициентов электростатической (**C**) и электромагнитной (**L**) индукции для всех отрезков, которыми представлены цепи. Для примера, матрицы **C** и **L** для поперечных сечений из рис. 3 при расстоянии между проводниками $s=1,25$ мм приведены в табл. 1.

Таблица 1

Матрицы **C** и **L** для поперечных сечений на рис. 3

Рис. 3	C , пФ/м	L , нГн/м	$K_C = -C_{12}/C_{11}$	$K_L = L_{12}/L_{11}$	$K_C - K_L$
<i>а</i>	170,24 -3,36 -3,36 170,24	250,43 4,64 4,64 250,43	0,0197	0,0185	0,0012
<i>б</i>	86,81 -0,64 -0,64 86,81	363,66 11,61 11,61 363,66	0,0073	0,3192	-0,312

Следующим шагом является построение схемы соединений исследуемой цепи.

При этом каждый изгиб печатной трассы приближенно учтен в виде параллельной емкости на землю (0,1 пФ), а каждый ее переход на другой слой – в виде последовательной индуктивности (0,5 нГн). В качестве воздействия выбран импульсный сигнал с э.д.с. 3 В, длительностью плоской вершины 12,5 нс, а фронта и спада – по 6,25 нс. Сначала внутреннее сопротивление генератора и сопротивление нагрузок выбраны по 50 Ом. Так как цепи являются несимметричными, то отдельно рассмотрены случаи, когда воздействие подводится сначала к первой, а потом ко второй цепям. Однако различия между формами сигнала в конце цепи практически не заметны, поэтому на рис. 4 приведены формы сигналов в начале и конце активного и пассивного проводников при воздействии только на первую цепь.

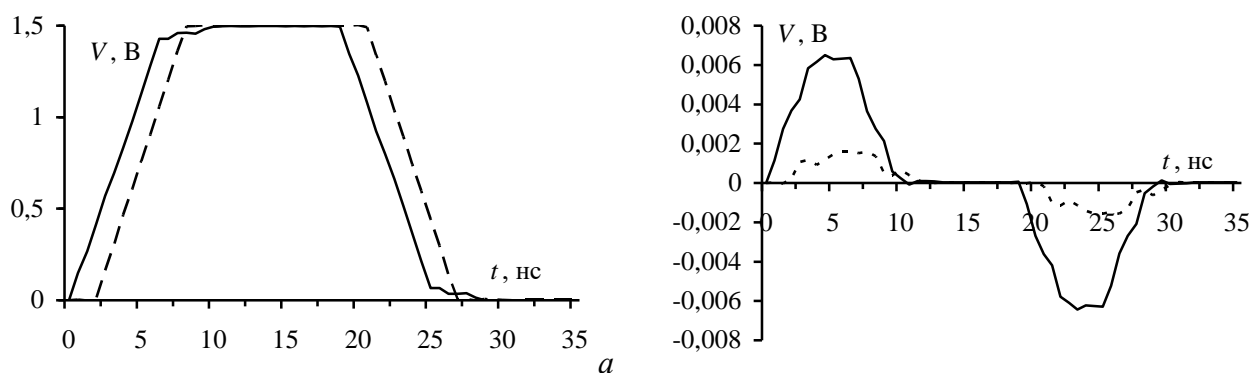


Рис. 4 Формы сигналов в начале (—) и конце (---) активного (а) и пассивного (б) проводников при воздействии на первую цепь без учета потерь в проводниках и диэлектриках

Из рис. 4а видно, что уровень сигнала в активной линии составляет половину от уровня э.д.с. источника, а искажения на фронте и спаде сигнала в конце линии незначительны. Из рис. 4б следует, что уровень перекрестных помех не превышает 0,5% от уровня сигнала в активной линии. Примечательно, что перекрестная помеха на дальнем конце от фронта сигнала имеет положительную полярность. Изменение полярности (по сравнению с обычной микрополосковой линией) перекрестной помехи на дальнем конце можно объяснить преобладанием в отрезках цепей емкостной связи между проводниками. Это подтверждается положительным значением $(K_C - K_L)$ для рис. 3а в табл. 1 и тем фактом, что большая часть длины этой трассы находится на внутреннем слое, соответствующем рис. 3а. Отметим, что уровень перекрестной помехи на ближнем конце выше чем на дальнем.

Аналогичное моделирование выполнено с учетом потерь в проводниках и диэлектриках, при котором необходимо дополнительно вычислять матрицы погонных проводимостей (\mathbf{G}) и погонных сопротивлений (\mathbf{R}). Тангенс угла диэлектрических потерь слоев подложки, препрега и маски принят равным 0,025, а

диагональные элементы матрицы \mathbf{R} на частоте 1 МГц – по 2,5 Ом/м. Получены формы сигналов в начале и конце активного и пассивного проводников с учетом потерь. Они практически совпадают с формами, полученными без учета потерь. Поэтому для оценки влияния граничных условий на форму сигнала в цепях выполнено моделирование без учета. Сопротивления на ближнем конце проводников приняты равными по 10 Ом, а на дальнем – 1 кОм. Полученные результаты без учета потерь приведены на рис. 5.

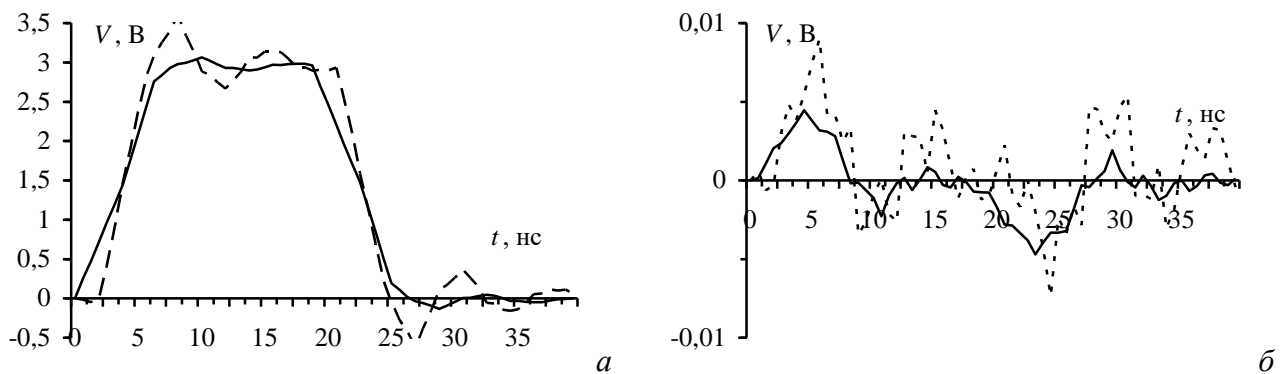


Рис. 5 Формы сигналов в начале (—) и конце (---) активного (а) и пассивного проводников (б) при воздействии на первую цепь при сопротивлениях на ближнем конце проводников по 10 Ом, а на дальнем – 1 кОм

Из рис. 5 видно, что сигнал в конце активной линии сильно искажен, уровень выброса достигает 20 % от уровня сигнала в активном проводнике. Эти искажения вызваны отражениями в линии, они же корректируют фронт сигнала. Так, длительность фронта сигнала по уровням 0,1 и 0,9 в начале линии составляет 5,4 нс, а в конце – 3,1 нс. Данный эффект может быть использован для коррекции характерного увеличения фронта из-за потерь в реальных межсоединениях. В отличие от случая, когда сопротивления на концах проводников равны 50 Ом, из рис. 5 видно, что уровень перекрестной наводки на дальнем конце выше, чем на

ближнем. Максимальный уровень составляет около 0,3% от уровня сигнала в активной линии. Качественно это объяснимо большим количеством отражений в линии, которые возникли из-за различия волновых сопротивлений линии и тракта, в который она включена.

Оценка перекрестных наводок и коэффициента передачи в многопроводном участке

Для моделирования перекрестных наводок и коэффициента передачи выбран многопроводный участок, состоящий из последовательно соединенных отрезков с числом проводников от одного до пяти и имеющий значительную протяженность по длине на ПП РПУ САН и связывающий соединитель и ряд микросхем (рис. 6). Предварительные результаты такого моделирования представлены в [12].

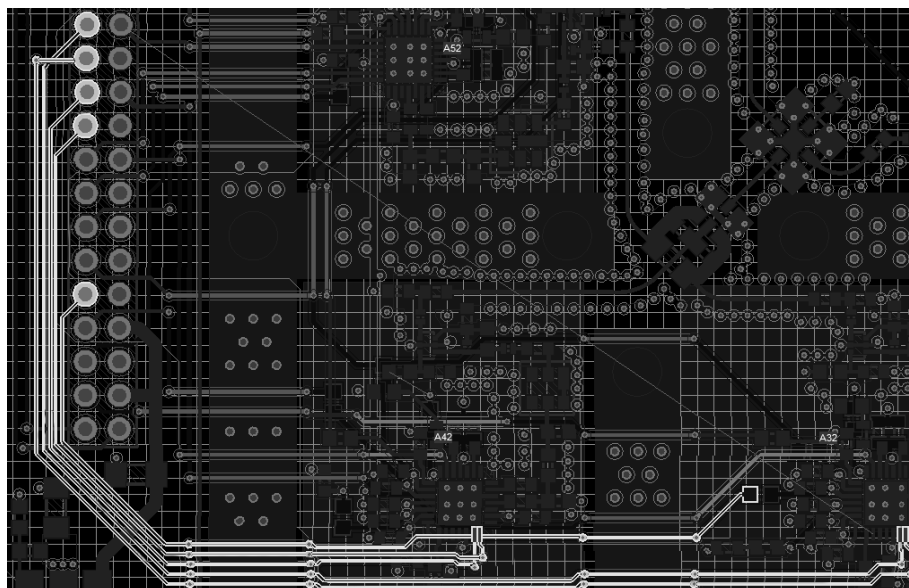


Рис. 6 Вид многопроводного участка на ПП РПУ САН

Выполнено вычисление временного и частотного откликов. Для этого построены поперечные сечения каждой из линий участка на слоях Top, Bottom и

GND согласно реальным параметрам ПП РПУ САН. На рис. 7 приведен пример поперечного сечения пятипроводной линии передачи на слое Bottom.



Рис. 7 Вид поперечного сечения пятипроводной линии передачи на слое Bottom

После построения всех поперечных сечений для них выполнено вычисление матриц **C** и **L** и построена схема соединений. При вычислении временного отклика рассмотрены два случая: один (крайний) проводник линии является активным, а остальные – пассивными; четыре проводника являются активными, а один (центральный) – пассивным. В качестве воздействия выбран одиночный импульс в виде трапеции с э.д.с. 5 В, длительностями фронта и спада по 1 нс, а плоской вершины – 2 нс. Сопротивление нагрузок на концах проводников принято равным 50 Ом. При составлении схемы также учтены изгибы печатной дорожки и переходы между слоями. На рис. 8 приведены формы перекрестных наводок от крайнего активного проводника 1 на ближнем и дальнем концах пассивных проводников 2–5. Видно, что наибольший уровень (0,074 В) имеет перекрестная наводка ближайшего из пассивных проводников: на ближнем конце она составляет 3% от уровня сигнала в активной линии, а на дальнем – 1%.

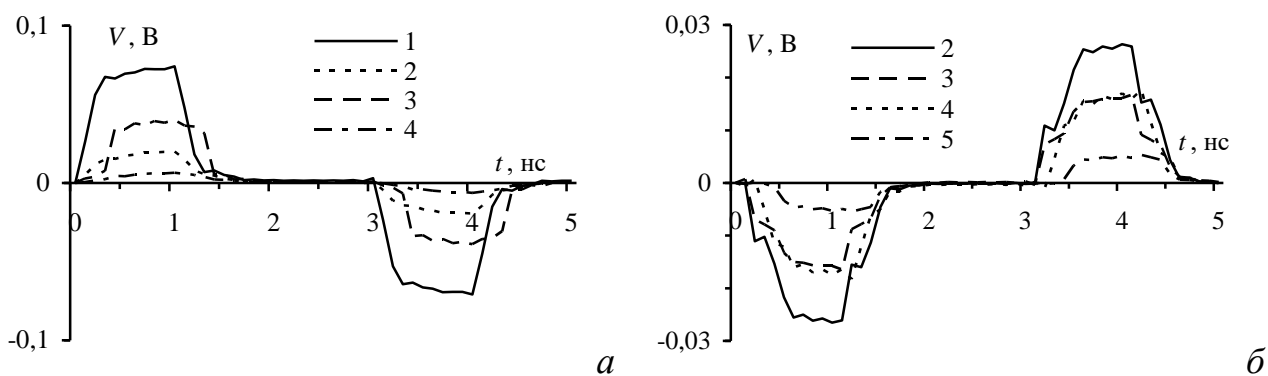


Рис. 8 Формы перекрестных наводок от крайнего проводника на ближних (а) и дальних (б) концах проводников 1–4

На рис. 9 приведены аналогичные результаты для случая, когда центральный проводник пассивен, а остальные активны. Перекрестная наводка на ближнем конце пассивного проводника составляет 6,5% от уровня сигнала в активном проводнике, а на дальнем $-2,8\%$. Таким образом, оценка для наихудшего случая дает довольно высокие уровни.

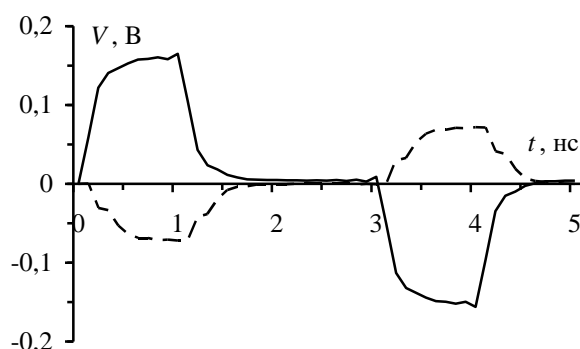


Рис. 9 Формы перекрестных наводок от четырех проводников на ближнем (—) и дальнем (---) концах центрального проводника

Выполнено моделирование частотного отклика от 10 МГц до 30 ГГц с шагом 10 МГц при последовательном перемещении источника гармонического воздействия амплитудой 2 В по проводникам 1–5. Для примера на рис. 10 приведены формы сигналов, когда источник воздействия подключен к первому (крайнему) проводнику.

Из них видно, что на некоторых частотах наводка на пассивных проводниках может достигать нескольких десятков процентов от уровня сигнала в активном. Первый максимум на рис. 10б составляет около 20% и наблюдается на частоте около 1,5 МГц, которая близка к частотам навигационных систем.

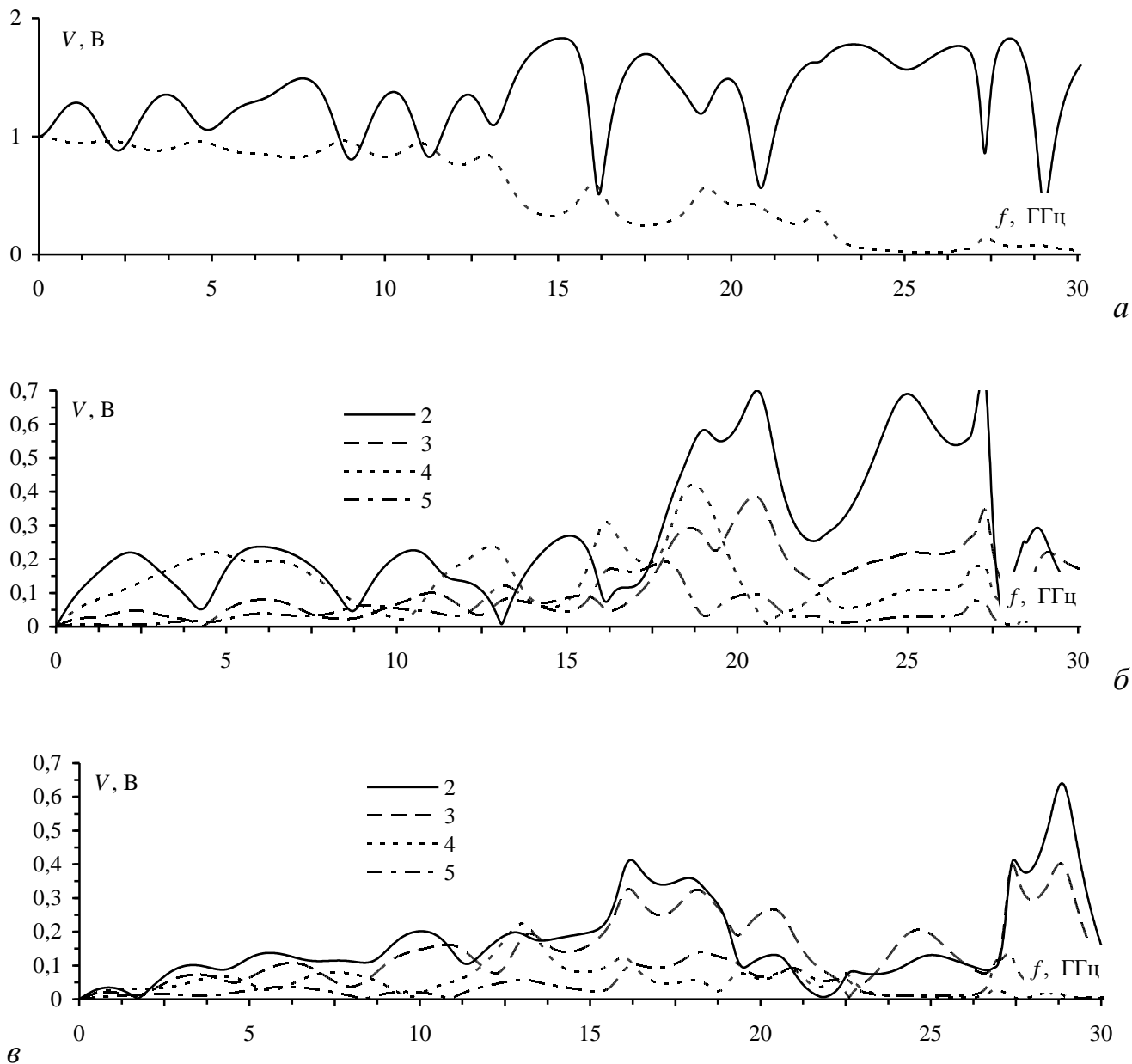


Рис. 10 Частотные отклики: в начале (—) и конце (---) активного проводника 1 (а); на ближнем (б) и дальнем (в) концах пассивных проводников 2–5

Оценка синхронизации сигналов в конце дифференциальной пары

Анализ ПП САН показал, что одной из наиболее протяженных является ДП выходной цепи универсального навигационного процессора на ПП радиопередающего устройства (РПУ) САН (рис. 11). Предварительные оценки синхронизации сигналов в конце ДП на ПП представлены в [13].

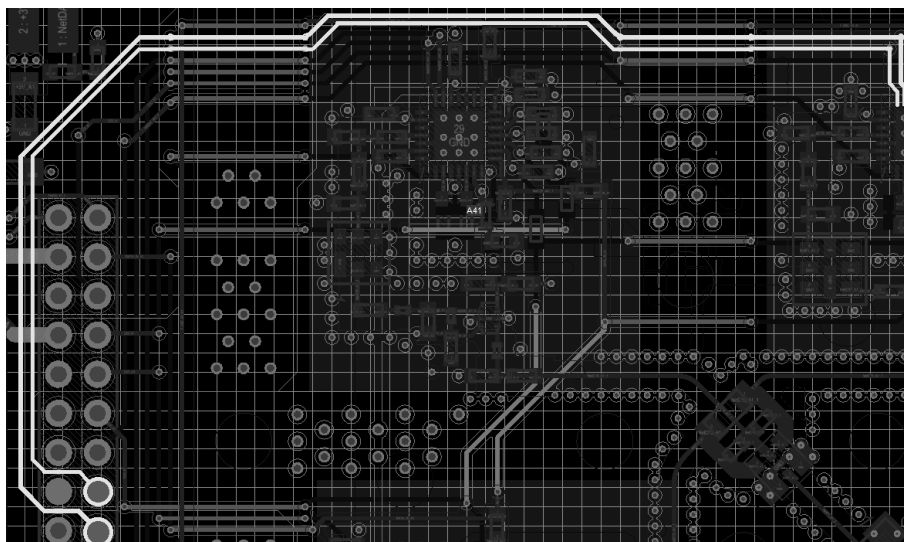


Рис. 11 Вид ДП на ПП РПУ САН

Данная ДП расположена на трех (Top, GND и Bottom) из четырех слоев ПП РПУ, при этом поперечные сечения ДП на слоях Top и Bottom совпадают. Согласно геометрическим параметрам ПП РПУ, построены поперечные сечения отрезков одиночных и связанных линий передачи, которыми представлена ДП. При этом учтено нанесение слоя паяльной маски на поверхность внешних слоев ПП. Вычислены матрицы L и C , построена общая схема, изгибы печатного проводника и его переходы между слоями учтены аналогично предыдущему разделу. Кроме того, при моделировании учтено, что на одном конце длина одного из проводников ДП больше другой на 0,6 мм, а на другом – на 3,9 мм. На каждый проводник ДП подавалось одинаковое воздействие в виде трапеции, амплитудой 5 В,

длительностями фронта и спада по 1 нс, плоской вершины – 2 нс. Сопротивление нагрузок на концах проводников принято равным 50 Ом. форма разности сигналов в конце ДП приведена на рис. 12.

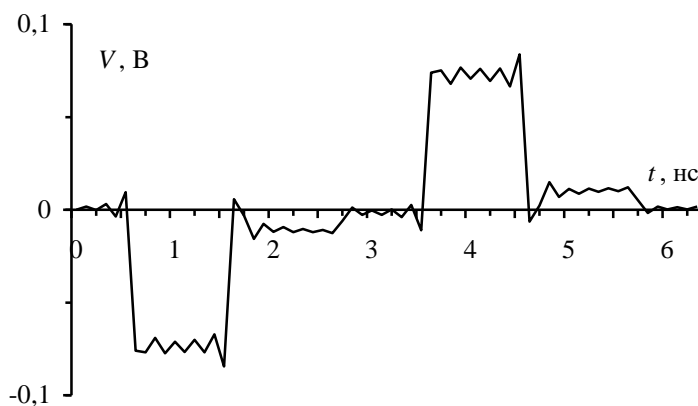


Рис. 12 Форма разности сигналов в конце ДП

Из рис. 12 видно, что разность сигналов в ДП довольно велика и составляет около 3,5% от сигнала в активном проводнике. Исправить это можно изменением длины одного из проводников ДП на любом из слоев ПП.

Заключение

Таким образом, в работе показана возможность квазистатического моделирования (с учетом и без учета потерь, с учетом и без учета реальных нагрузок печатных цепей, временного и частотного откликов) различных цепей реальных ПП САИ КА в отечественной системе компьютерного моделирования ЭМС TALGAT. Рассмотрены цепи разной сложности из отрезков одиночных и многопроводных линий передачи (до 5 проводников). В результате моделирования связанных линий выявлено слабое влияние потерь в проводниках и диэлектриках на форму сигнала в активной линии. Моделирование случая, более близкого к реальному (низкоомные и высокоомные нагрузки на ближнем и дальнем концах линии соответственно), показало

сильные искажения сигнала в активной линии из-за отражений: максимальный выброс достигает 20%. На примере пятипроводной трассы показан максимальный уровень перекрестной наводки около 6% от сигнала в активном проводнике. В результате моделирования частотного отклика пятипроводной линии в диапазоне от 10 МГц до 30 ГГц выявлено, что на некоторых частотах (в том числе на критичных) наводки на пассивных проводниках могут достигать нескольких десятков процентов. В результате моделирования синфазного возбуждения ДП большой протяженности получена разность сигналов в конце ДП около 3,5% от уровня возбуждения.

Работа выполнена в рамках реализации постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. №218, договор от 12.02.2013 г. №02.G25.31.0042.

Библиографический список

1. *Special Issue on PCB Level Signal Integrity, Power Integrity, And EMC / IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2010, vol. 52, no. 2, pp. 246–248.
2. AIAA S-121-2009. *Electromagnetic Compatibility Requirements for Space Equipment and Systems*. American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2009, 83 p.
3. Park S., Xiao F., Kami Y. *Analytical Approach for Crosstalk Characterization of Multiconductor Transmission Lines Using Mode Decomposition Technique in the Time Domain*. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2010, vol. 52, no. 2, pp. 436–446.

4. Gu Q., Kong J.A. *Transient analysis of single and coupled lines with capacitively-loaded junctions*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1986, vol.MTT-34, no.9, pp. 952–964.

5. Bhoje A.U., Holloway C.L., Picket-May M. *Meander delay line challenge problem: a comparison using FDTD, FEM and MoM*. Proc. IEEE Int. Symp. on EMC, 2001, Vol. 2. pp. 805–810.

6. Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Р. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости «TALGAT» // Доклады Томского гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. 2015. № 2(36). С.45–50.

7. Суровцев Р.С. Методика предварительного моделирования целостности сигналов в межсоединениях печатных плат бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата в системе TALGAT // Доклады Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. 2013. № 3(29). С. 165–169.

8. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях. / Под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Изд-во НТЛ, 2003.– 212 с.

9. Суровцев Р.С., Заболоцкий А.М. Моделирование влияния толщины влагозащитного покрытия печатной платы на уровень ближней перекрестной помехи в восьмипроводной линии передачи. // Сборник тезисов ОМТК «Молодежь. Техника. Космос», г.Санкт-Петербург, 2013 г.– С. 76–78.

10. Scogna A.C., Orlandi A., Ricchiuti V. Signal and Power Integrity Analysis of Differential Lines in Multilayer Printed Circuit Boards With Embedded Electromagnetic

Bandgap Structures. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. May 2010, vol. 52, no. 2, pp. 357–364.

11. Зырянова Н.А., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е. Анализ влияния сопротивления нагрузок связанных линий печатной платы системы автономной навигации // Материалы докладов всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР-2015», Томск, 2015. С. 157–160.

12. Белоусов А.О., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е. Оценка перекрестных наводок в многопроводном межсоединении печатной платы системы автономной навигации // Материалы докладов всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР-2015», Томск, 2015. С. 163–165.

13. Джанбаев К.Э., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е. Моделирование дифференциальной пары на печатной плате системы автономной навигации // Материалы докладов всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР-2015», Томск, 2015. С. 181–183.