DOI: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.10.12

УДК: 621.391.825

Линия передачи в интегральном исполнении с *T*-вырезами для подавления перекрестных помех в высокоскоростных межсоединениях

М.С. Мурманский, Е. Жечев

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Россия, Томск

Статья поступила в редакцию 10 августа 2026 г.

Аннотация. С ростом рабочих частот и плотности компоновки современных интегральных схем проблема перекрестных помех становится определяющим фактором, ограничивающим пропускную способность и надежность высокоскоростных межсоединений. В работе изучено влияние *T*-вырезов в сигнальных проводниках связанных микрополосковых линий на уровень перекрестных помех и характеристики целостности сигнала в условиях интегрального исполнения. Для решения поставленной задачи использовано полноволновое моделирование с применением методов конечных элементов и конечных разностей во временной области. Достоверность полученных данных подтверждена с помощью процедуры количественной верификации признаков, а оценка качества связи выполнена путем анализа глазковых диаграмм и группового времени запаздывания. В результате обоснована эффективность применения дефектных структур в виде *T*-вырезов для уровня интегральных схем на подложках из поликора, что позволяет сбалансировать емкостную и индуктивную связи между линиями без увеличения расстояния между ними и без нарушения целостности плоскости заземления. Доказано, что внедрение

T-вырезов обеспечивает снижение уровня дальней перекрестной помехи на 10 дБ и уменьшение вносимых потерь. На скоростях передачи данных до 40 Гбит/с предложенная топология позволяет сократить детерминированное фазовое дрожание в три раза и значительно увеличить вертикальное раскрытие глазковой диаграммы по сравнению с традиционными методами защиты.

Ключевые слова: перекрестные помехи, целостность сигнала, интегральная схема, связанная микрополосковая линия, дефектные линии передачи, коэффициенты связи.

Финансирование: Работа выполнена при финансовой поддержке проекта FEWM-2026-0012 Минобрнауки России.

Автор для переписки: Мурманский Михаил Семенович, mikhail.s.murmanskii@tusur.ru

Введение

Перекрестные помехи в интегральных схемах (ИС) и скоростных межсоединениях – серьезная проблема, вызванная взаимным электромагнитным влиянием соседних линий передачи. С переходом на уровень монолитных интегральных схем и гигагерцовые частоты этот фактор становиться главным препятствий для качественной работы высокоскоростной системы. Из-за уменьшения размеров именно сопротивление дорожек и взаимная емкостная связь линий передачи определяют задержки и эффекты связи [1]. Например, при переходе от двухуровневой модуляции к четырехуровневой втрое уменьшается раскрытие глазковой диаграммы. Это резко сокращает запас по напряжению, из которого вычитаются все виды помех [2].

Физическая природа перекрестных помех связана с электромагнитным взаимодействием проводников через паразитные емкости и индуктивности. В субмикронных технологиях важным фактором становится емкостная связь: из-за увеличения отношения высоты проводника к его ширине [3]. На уровне корпусирования и печатных плат существенный вклад сохраняет и индуктивная связь [4].

Принципиально различают два типа перекрестных помех: ближняя перекрестная помеха (*NEXT*) формируется суммой емкостной и индуктивной составляющих связи, тогда как дальняя перекрестная помеха (*FEXT*) определяется их разностью. В однородной диэлектрической среде в идеале обращается в нуль [5]. В реальной неоднородной среде микрополосковой линии скорости четной и нечетной мод различаются, баланс емкостной и индуктивной связи нарушается, и именно это рассогласование модальных скоростей порождает дальнюю наводку, линейно нарастающую с длиной связи и крутизной фронта [6]. Отсюда следует, что подавление дальней помехи сводится к целенаправленному выравниванию емкостной и индуктивной составляющих связи.

Для подавления перекрестных помех наиболее простым является пространственный разнос проводников (в частности, правило «3*w*») – оптимизация их ширины и взаимного расстояния [7].

Другим способом является введение защитного проводника между сигнальными линиями. Заземленный проводник перехватывает значительную часть линий электрического поля и таким образом снижая емкостную связь между сигнальными линиями [8]. Однако такие проводники требуют дополнительной площади, а их эффективность зависит от способа заземления – при многоточечном подключении в самом защитном проводнике возникают паразитные резонансы [9].

Снижение *FEXT* достигается модификацией геометрии самой линии. Изменения могут вноситься в опорную плоскость, однако вырезы в земле нарушают непрерывность обратного тока и провоцируют дополнительные наводки и паразитное излучение. Альтернативой служат дефекты, которые выполнены в виде вырезов в сигнальных проводниках [10, 11]. К этому способу относятся *T*-вырезы в связанных линиях передачи, который в свою очередь был предложен для уровня печатных плат [12]. Вырезы локально изменяют емкость и индуктивность сигнальных проводников, выравнивая емкостную и индуктивную связи и тем самым подавляя *FEXT* без увеличения расстояния

между линиями и без вмешательства в опорную плоскость. Близкий по физике результат обеспечивает встречно-штыревая трассировка, в которой взаимная емкость линий повышается за счет проводящих выступов [13].

Несмотря на эффективность *Т*-вырезов на уровне печатных плат, их применение в интегральном исполнении, где геометрические нормы и параметры подложки иные, ранее не исследовалось.

Целью настоящей работы является исследование *Т*-вырезов в связанных линиях передачи на уровне ИС, включая электродинамический анализ, верификацию независимым численным методом и сопоставление с традиционными методами пространственного разноса и защитного проводника.

1. Параметры поперечного сечения

Для анализа предложенного способа выбрана технология изготовления ИС на основе технологического процесса на подложке из поликора толщиной 127 мкм. На рис. 1 представлены поперечное сечение связанной МПЛ (*а*) и вид сверху на связанную МПЛ с *Т*-вырезами (*б*), эквивалентная схема включения (*в*) и схема соединения портов (*г*).

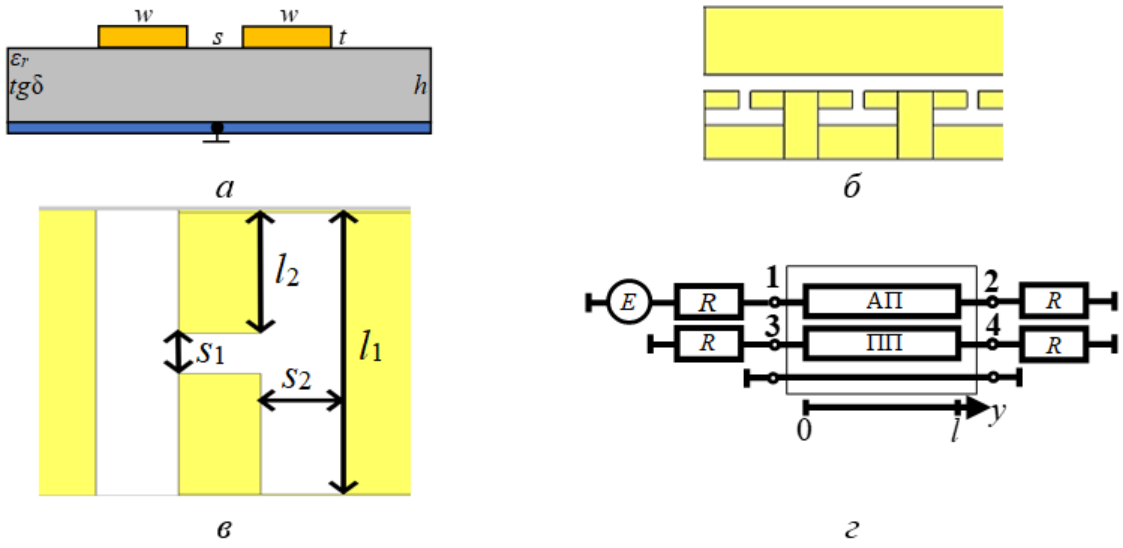


Рис. 1. Поперечное сечение (*а*), вид сверху (*б*), эквивалентная схема включения (*в*) и схема соединения портов (*г*) связанной МПЛ с *Т*-вырезами.

2. Электродинамический анализ

Электродинамический анализ выполнен при помощи COMSOL Multiphysics. Минимальный размер расчетной сетки составил 3,75 мкм. На рис. 2 представлены результаты электродинамического моделирования методом конечных элементов (МКЭ) [14].

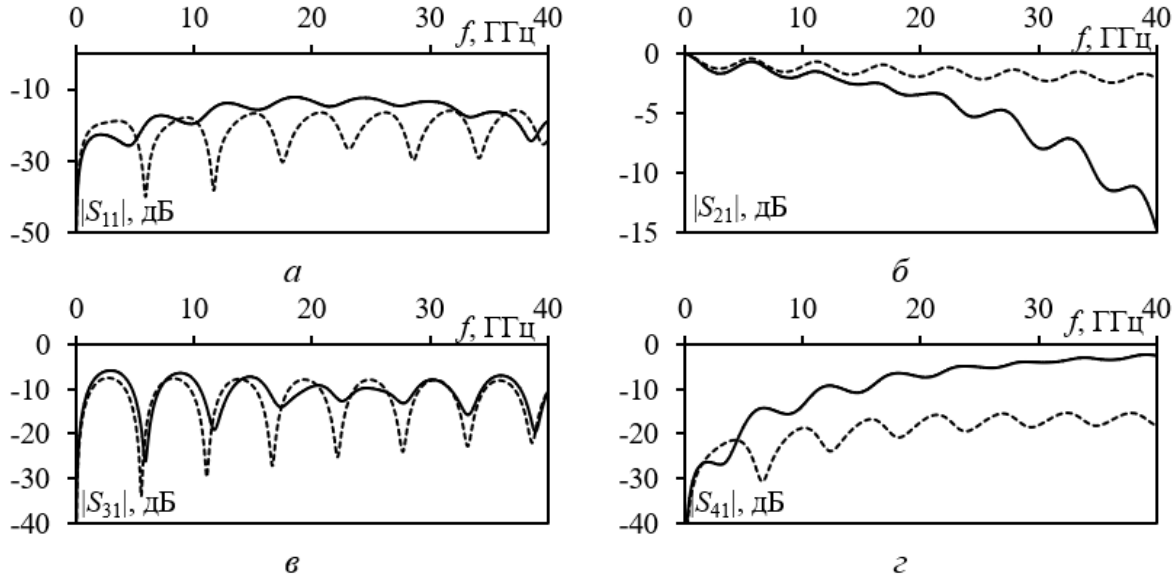


Рис. 2. Частотные зависимости $|S_{11}|$ (*а*), $|S_{21}|$ (*б*), $|S_{31}|$ (*в*), $|S_{41}|$ (*г*) для связанной МПЛ с *T*-вырезами.

Из рис. 2*а* видно, что применение *T*-вырезов позволяет уменьшить уровень $|S_{11}|$ на 3 дБ. Из рис. 2*б* видно, что применение вырезов уменьшает уровень вносимых потерь: на крайних частотах диапазона они снижаются с -15 до -3 дБ. Из рис. 2*в* видно, что на крайних частотах диапазона уровень ближней перекрестной помехи снижается с -5 до -8 дБ. Диапазон частот с пересечением уровня -20 дБ для характеристики $|S_{41}|$ повышается при применении вырезов с 5 до 10 ГГц (рис. 2*г*).

В Таблице 1 сведены средние значения для частотных зависимостей *S*-параметров. Видно, что вырезы снижают уровень возвратных потерь на 4 дБ, вносимых – на 3,2 дБ, а также уменьшают *NEXT* на 1,6 дБ и *FEXT* на 10,03 дБ. Для подтверждения достоверности рассчитанных *S*-параметров выполнена экстракция матриц погонных емкости и индуктивности из найденных

электродинамическим методом параметров [15]. Результаты экстракции, а также значения k_C, k_L, k_{FEXT} связанной МПЛ приведены в Таблице 2.

Таблица 1. Средние значения *S*-параметров для структур с вырезами и без вырезов.

Структура	$\lvert S_{11}\rvert_{\text{сред}}$, дБ	$\lvert S_{21}\rvert_{\text{сред}}$, дБ	$\lvert S_{31}\rvert_{\text{сред}}$, дБ	$\lvert S_{41}\rvert_{\text{сред}}$, дБ
Без вырезов	-17,26	-4,65	-10,82	-9,60
С вырезами	-21,26	-1,45	-12,42	-19,63

Коэффициенты емкостной и индуктивной связи и коэффициент связи дальней перекрестной помехи рассчитаны по формулам (1)-(5) [14, 16, 17]:

$$k_C = \frac{|C_{21}|}{\sqrt{C_{11}C_{22}}}; \quad (1)$$

$$k_L = \frac{L_{21}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}}; \quad (2)$$

$$k_{FEXT} = \frac{1}{2\nu}\cdot\left(k_C - k_L\right); \quad (3)$$

$$\nu = \frac{\nu_c}{\sqrt{\varepsilon_{r\,эффе}}}; \quad (4)$$

$$\varepsilon_{r\,эфф} = \left(0{,}64\varepsilon_r + 0{,}36\right); \quad (5)$$

где k_C, k_L – коэффициенты емкостной и индуктивной связи, k_{FEXT} – коэффициент связи дальней перекрестной помехи, C_{21}, L_{21} и C_{11}, L_{11} – взаимные и собственные коэффициенты матриц погонных емкости и индуктивности, ν – скорость распространения сигнала, $\varepsilon_{r\,эфф}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость, ν_c – скорость света.

Из Таблицы 2 видно, что при применении вырезов значение k_C возрастает на 0,05, а k_L снижается на 0,1. Для структуры без вырезов преобладала индуктивная связь, тогда как с вырезами – емкостная. Получено также, что значение k_{FEXT} по модулю уменьшается в 2,66 раза, что снижает амплитуду дальней перекрестной помехи (*FEXT*).

Таблица 2. Влияние *T*-вырезов на значения k_C, k_L, k_{FEXT} связанной МПЛ.

Структура	Элемент	Значение	k_C	k_L	k_{FEXT} $\cdot 10^{-10}$
Без вырезов	C_{11}	170 пФ/м	0,43	0,54	-4,52
	C_{12}	-74,5 пФ/м			
	C_{21}	-74,5 пФ/м			
	C_{22}	170 пФ/м			
	L_{11}	545,4 нГ/м			
	L_{12}	296,7 нГ/м			
	L_{21}	296,7 нГ/м			
	L_{22}	545,4 нГ/м			
С вырезами	C_{11}	177,6 пФ/м	0,48	0,44	1,699
	C_{12}	-84,9 пФ/м			
	C_{21}	-84,9 пФ/м			
	C_{22}	175,4 пФ/м			
	L_{11}	563 нГ/м			
	L_{12}	269 нГ/м			
	L_{21}	269 нГ/м			
	L_{22}	660 нГ/м			

3. Сходимость результатов

Для подтверждения достоверности результатов, полученных методом конечных элементов (МКЭ) и квазистатическим подходом, выполнена верификация альтернативным численным методом. В качестве эталонного применен метод конечных разностей во временной области (МКРВО) [18]. Результаты моделирования двумя методами представлены на рис. 3.

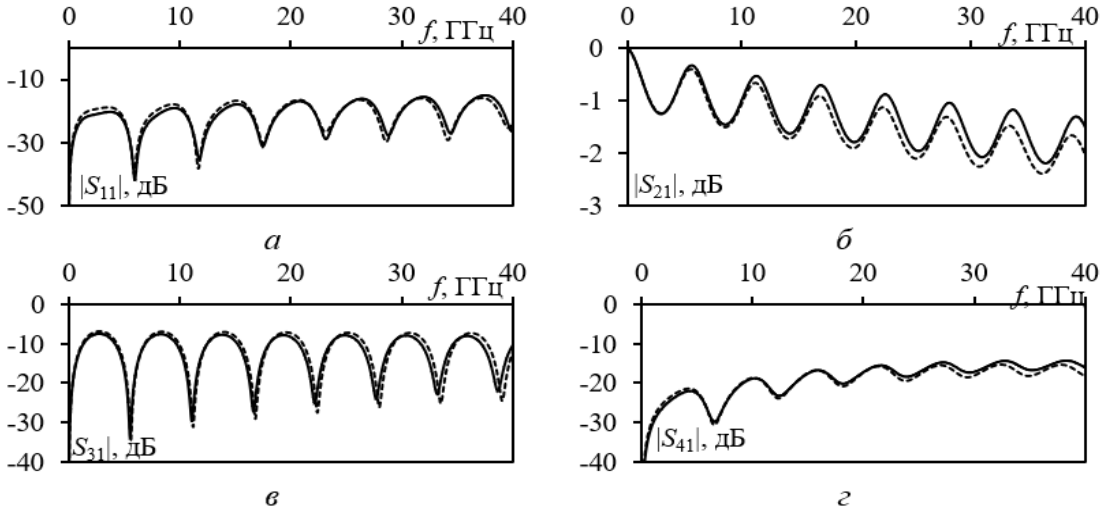


Рис. 3. Частотные зависимости $|S_{11}|$ (*а*), $|S_{21}|$ (*б*), $|S_{31}|$ (*в*), $|S_{41}|$ (*г*) для связанной МПЛ с *T*-вырезами, смоделированной при помощи (--) МКЭ, (–) МКРВО.

Сравнение двух методов моделирования выполнялось с помощью количественной процедуры выборочной верификации признаков (Feature Selective Validation, FSV), стандартизированной в IEEE Std 1597.1 [19]. Метод обеспечивает комплексную статистическую оценку соответствия между двумя наборами данных, разделяя ее на три отдельные метрики:

– мера амплитудного различия оценивает отклонение по амплитуде (глобальный тренд);

– мера различия особенностей количественно определяет расхождения в локальных особенностях (пиках, провалах);

– глобальная мера различия объединяет две предыдущие метрики.

Согласно [20], полученные значения интерпретировались в соответствии с качественной шкалой: < 0,1 – «Отлично»; 0,1-0,2 – «Очень хорошо»; 0,2-0,4 – «Хорошо»; 0,4-0,8 – «Удовлетворительно»; > 0,8 – «Плохо».

На рис. 4 представлены гистограммы сходимости результатов моделирования методами МКЭ и МКРВО при использовании глобальной меры.

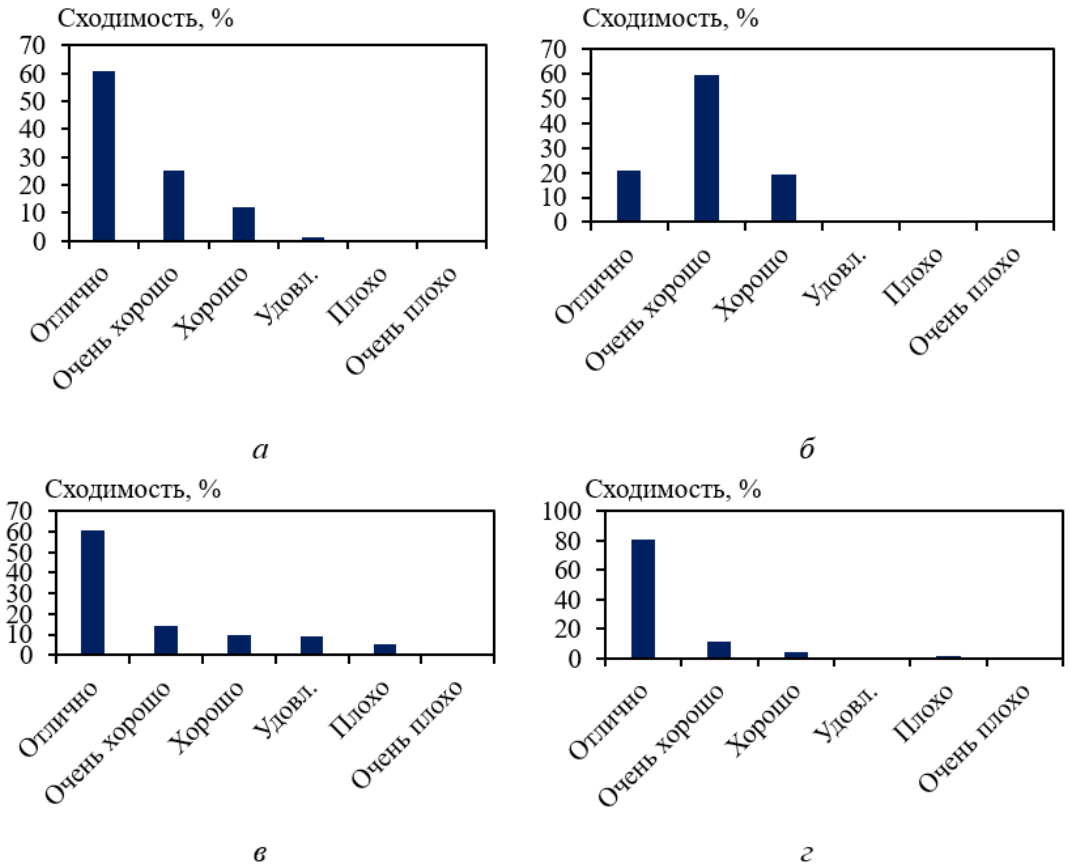


Рис. 4. Гистограммы глобальной меры выборочной верификации для характеристик $|S_{11}|$ (*а*), $|S_{21}|$ (*б*), $|S_{31}|$ (*в*), $|S_{41}|$ (*г*).

Из рис. 4 видно, что сумма метрик «Отлично», «Очень хорошо», «Хорошо» для всех 4-х характеристик составляет от 84,9 до 100 %, что говорит о хорошем согласовании результатов.

4. Целостность сигнала

Для оценки амплитуд *FEXT* и *NEXT* во временной области использованы результаты электродинамического анализа. В качестве сигнала был выбран трапецеидальный импульс с временем нарастания/спада по 15 пс и длительностью плоской вершины 20 пс. Временной отклик измерялся в портах 3 и 4. На рис. 5 показаны вычисленные временные отклики. Видно, что применение *T*-вырезов позволяет уменьшить амплитуду *FEXT* с 125 до 27 мВ, а *NEXT* с 150 до 125 мВ. Для оценки целостности полезного сигнала на рис. 6 представлены значения группового времени запаздывания (ГВЗ) для связанной МПЛ с и без вырезов.

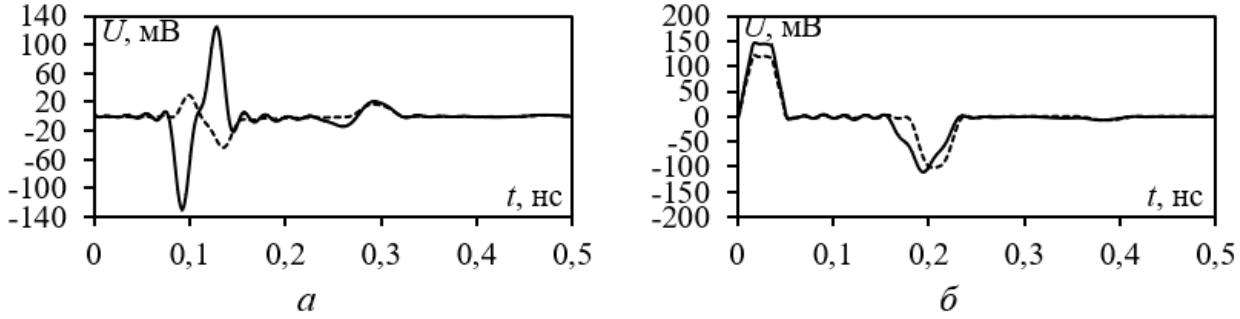


Рис. 5. Временные отклики *FEXT* (*а*) и *NEXT* (*б*) перекрестной помехи для связанной МПЛ с (--) и без (–) вырезов.

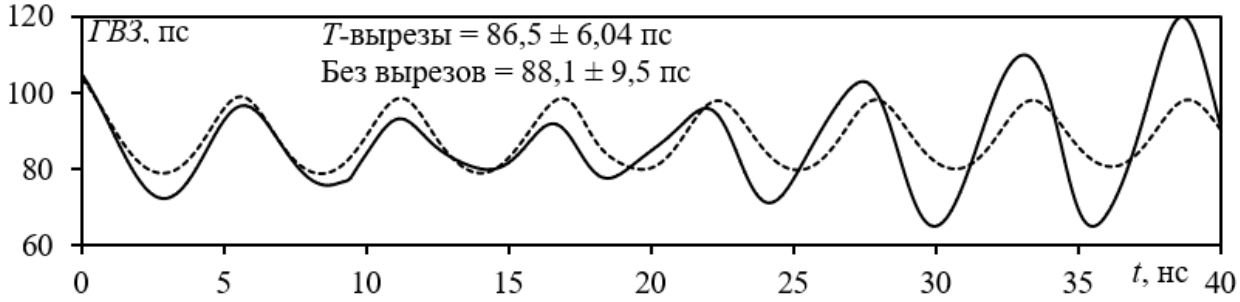


Рис. 6. ГВЗ для связанной МПЛ с (--) и без (–) вырезов.

Из рис. 6 видно, что применение *T*-вырезов усредняет значения ГВЗ. Максимальное отклонение составляет 6 пс против 9,5 пс без вырезов.

Максимальное значение ГВЗ при применении *T*-вырезов составляет 105 пс против 120 пс без них.

Для оценки показателей целостности сигналов в реальных условиях эксплуатации на вход подавались два высокоскоростных сигнала со скоростью передачи данных 20 Гбит/с. Оба сигнала представляли собой псевдослучайные битовые последовательности со временем нарастания/спада 15 и 20 пс, соответственно. Сигналы подавались на порт передатчика (*Tx*); все порты были нагружены на согласованное сопротивление Z_0 = 50 Ом. Сигналы перекрестных помех (*Xtlk*) от порта 1 были синхронизированы по символьной скорости с сигналом передатчика (*Tx*), но имели произвольный относительный фазовый сдвиг (асинхронный режим). Для построения глазковой диаграммы в порту приемника (*Rx*) использовался измерительный пробник (*Eye Probe*), позволяющий оценить влияние асинхронных перекрестных помех на качество сигнала. Схема для анализа глазковых диаграмм приведена на рис. 7.

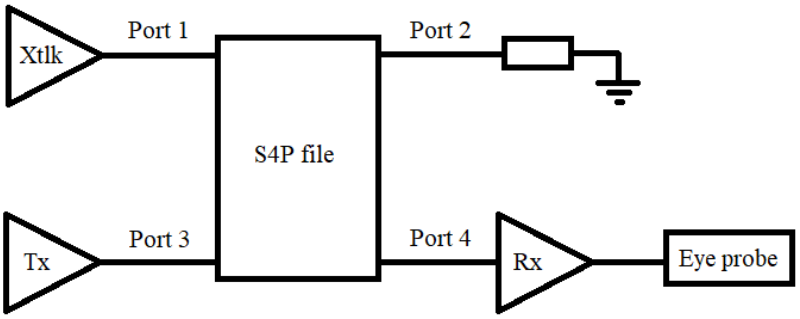
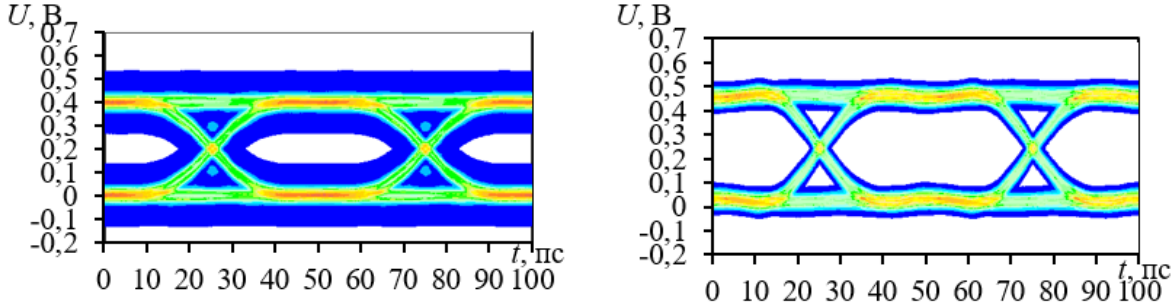


Рис. 7. Схема включения для оценки целостности сигналов при воздействии перекрестных помех.

На рис. 8 представлены глазковые диаграммы при битовой скорости 20 Гбит/с.



а *б*

Рис. 8. Глазковые диаграммы для связанной МПЛ без (*а*) и с (*б*) *T*-вырезами на скорости 20 Гбит/с.

Из рис. 8 видно, что применение *T*-вырезов способствует повышению качества передачи полезного сигнала. Для детальной оценки приведена Таблица 3, в которой представлены результаты анализа целостности передачи сигнала, а именно значения высоты, ширины и детерминированного шума.

Таблица 3. Влияние *T*-вырезов на значения параметров целостности полезного сигнала при скорости 20 Гбит/с.

	Высота, мВ	Ширина, пс	Фазовое дрожание, пс
Без вырезов	169	36	15,25
С вырезами	297	45,25	5

Из Таблицы 3 видно, что применение *T*-вырезов увеличивает высоту раскрыва глазковых диаграмм в 1,75 раза и ширину – в 1,25 раза. При этом детерминированное фазовое дрожание снижается в 3 раза.

5. Сравнение с аналогами

В качестве аналогов использованы способы подавления перекрестных помех, основанные на пространственном разносе проводников (3*w*, 5*w*), а также применение опорного (защитного) проводника между активным и пассивным проводником связанной МПЛ. На рис. 9 показаны частотные зависимости $|S_{11}|$, $|S_{21}|$, $|S_{41}|$ для связанной МПЛ с *T*-вырезами, с использованием разноса проводников на 3*w* и 5*w*, а также защитным проводником.

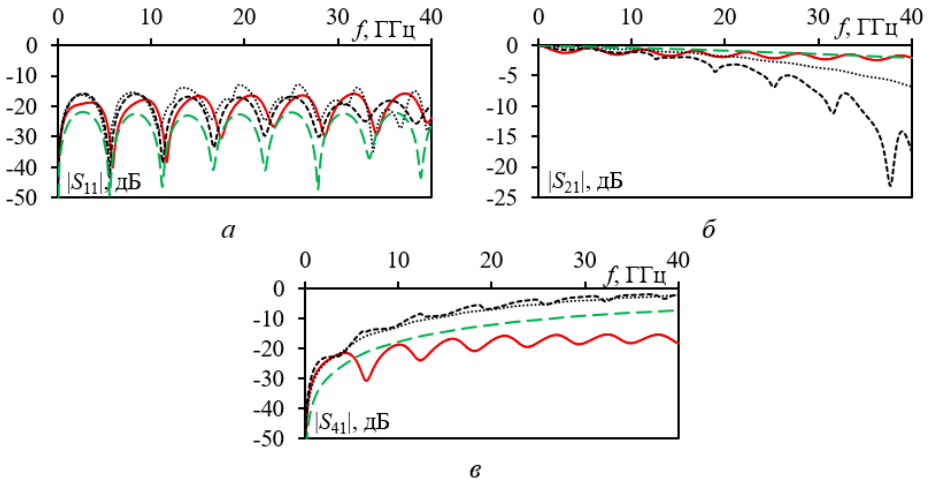


Рис. 9. Частотные зависимости $|S_{11}|$ (*а*), $|S_{21}|$ (*б*), $|S_{41}|$ (*в*), для связанной МПЛ с *T*-вырезами (–), с использованием разноса проводников на 3*w* (···), 5*w* (– –), и с защитным проводником (--).

Из рис. 9*б* видно, что связанная линия с *T*-вырезами и пространственный разнос на расстояние 5*w* не достигают частоты среза во всем диапазоне частот в отличие от способа с защитным проводником и разноса на расстояние 3*w*. Также способ с защитным проводником достигает ослабления по вносимым потерям -22,5 дБ. Из рис. 9*в* видно, что правило 3*w* и защитный проводник достигают частоты с пересечением уровня -20 дБ на 4,65 ГГц, тогда как 5*w* и *T*-вырезы – на частотах 7,7 и 9 ГГц соответственно. При этом уровень $|S_{41}|$ для *T*-вырезов не превышает -15 дБ во всем частотном диапазоне, что по меньшей мере на 7 дБ ниже, чем у остальных способов.

В Таблице 4 представлены средние значения *S*-параметров для всех 4 способов. Видно, что $|S_{21}|_{\text{сред}}$ для способа с *T*-вырезами не превышает -1,45 дБ, тогда как для правила 3*w* и защитного проводника составляет -2,3 и -5,17 дБ, соответственно. Из значений $|S_{41}|_{\text{сред}}$ видно, что предложенный способ превосходит аналоги в 1,31 раза и при этом обладает минимальными габаритами, которые составляют 4,95 мм^2, что меньше, чем у аналогов, в 1,15 раза.

Таблица 4. Средние значения *S*-параметров для структуры *T*-вырезами, с использованием разноса проводников на 3 и 5 *w* и защитным проводником.

Структура	$\|S_{11}\|_{\text{сред}}$, дБ	$\|S_{21}\|_{\text{сред}}$, дБ	$\|S_{41}\|_{\text{сред}}$, дБ	$f_{\|S41\|} = X$, ГГц[1]	Размеры, мм^2
3*w*	-21,5	-2,3	-9,70	4,5	6,6
5*w*	-27,65	-0,95	-14,92	7,7	7,8
Защитный проводник	-19,70	-5,17	-8,60	4,5	5,7
T-вырезы	-21,26	-1,45	-19,63	9	4,95

[1] *Верхний частотный порог, при котором уровень FEXT остается ниже предела подавления –20 дБ*

Для оценки сравнения подавления *FEXT* с аналогами использован импульс с параметрами времени спада и нарастания по 15 пс и длительностью плоской вершины 20 пс. На рис. 10 представлен временной отклик *FEXT*.

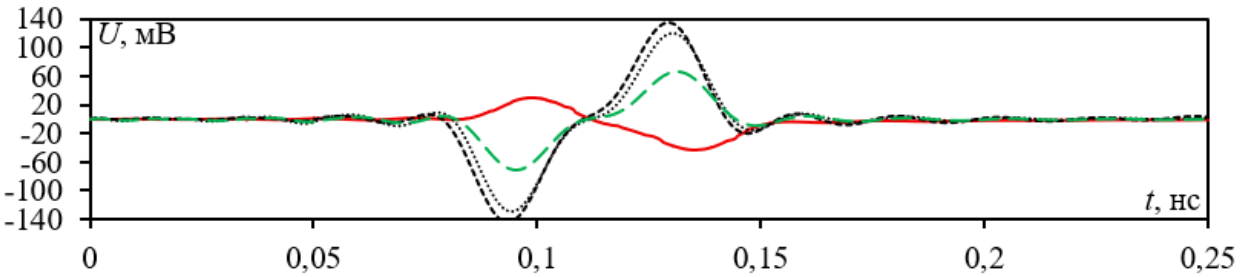


Рис. 10. Временной отклик *FEXT* для связанной МПЛ с *T*-вырезами (–), с использованием разноса проводников на 3*w* (•••), 5*w* (– –), и с защитным проводником (--).

Из рис. 10 видно, что применение *T*-вырезов обеспечивает минимальную амплитуду *FEXT*, которая составляет 43 мВ, что более чем в 1,5 раза ниже, чем у аналогов. Максимальная амплитуда для 3*w* и защитного проводника составляет 120 и 135 мВ, соответственно.

На рис. 11 представлены глазковые диаграммы с битовой скоростью 40 Гбит/с и временем нарастания/спада 15 пс. Видно, что использование *T*-вырезов наравне с применением правила 5*w* обеспечивают максимальный раскрыв глазковой диаграммы на данной скорости в отличие от защитного проводника и правила 3*w*. Для детальной оценки параметров глазковых диаграмм приведена Таблица 5, в которой продемонстрированы значения параметров целостности сигнала по ключевым метрикам. Видно, что при данной скорости передачи сигнала для структур с 5*w* и *T*-вырезами обеспечиваются максимальные высота и ширина глазковых диаграмм, составляющие 293 мВ и 20 пс. Детерминированное фазовое дрожание для данных структур минимально и составляет 4,75 и 5 пс, тогда как для аналогов с защитным проводником и 3*w* высота и ширина не превышают 137 мВ и 15,62 пс. При этом предложенный способ с *T*-вырезами, помимо лучших показателей целостности сигнала, реализуется на меньших габаритах.

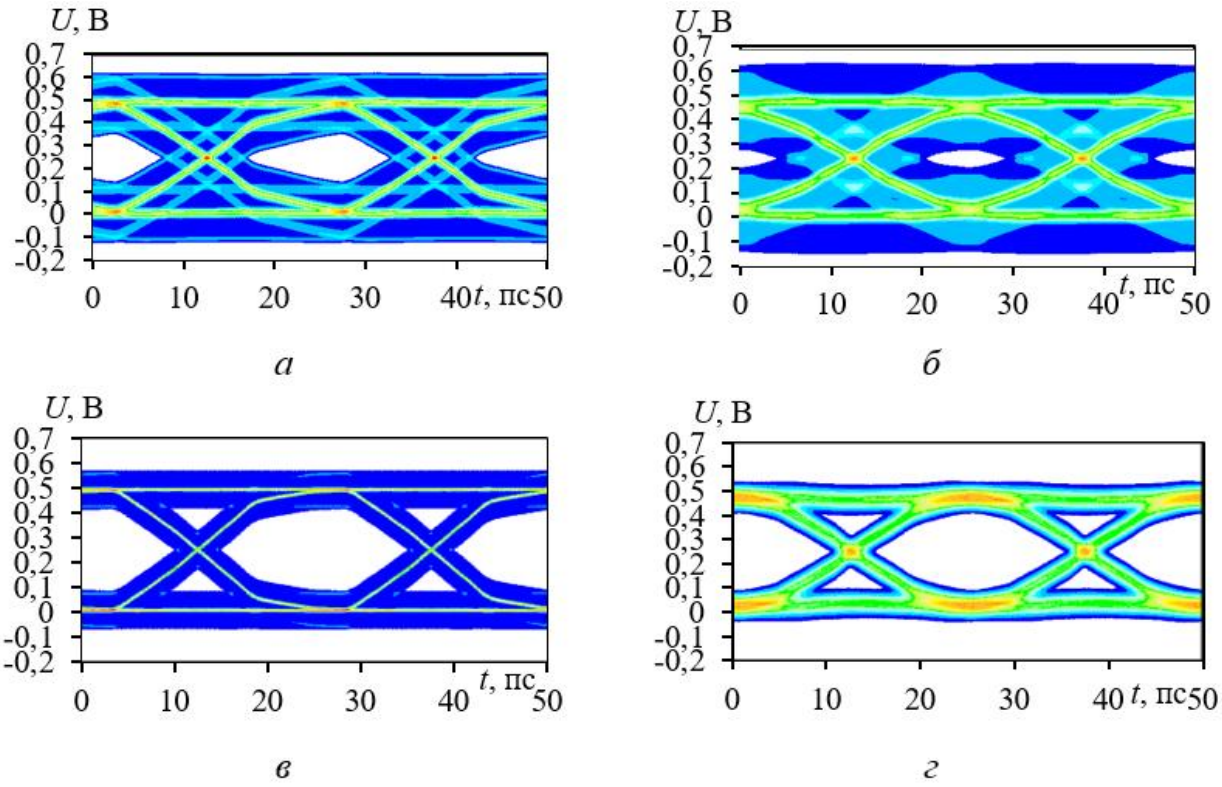


Рис. 11. Глазковые диаграммы для структур с использованием разноса проводников на 3*w* (*а*), с защитным проводником (*б*), с использованием разноса проводников на 5*w* (*в*), с использованием *T*-вырезов (*г*).

Таблица 5. Значения параметров целостности полезного сигнала при скорости 40 Гбит/с для исследуемых структур.

	Высота, мВ	Ширина, пс	Фазовое отклонение, пс
3*w*	137	15,62	9,375
Защитный проводник	35	8,12	16,88
5*w*	293	20	4,75
T-вырезы	293	20	5

Заключение

В работе представлено применение *T*-вырезов в проводниках связанной МПЛ для подавления перекрестных помех. Предложенная топология снижает уровень *FEXT* ниже -20 дБ вплоть до 9 ГГц, что значительно превосходит возможности традиционных методов (4,5-7,7 ГГц). При минимальных габаритах структура обеспечивает стабильные временные характеристики: максимальное значение ГВЗ составляет 105 пс против 120 пс в линии без вырезов, а детерминированное

фазовое дрожание на скорости 40 Гбит/с не превышает 5 пс. Таким образом, интеграция *T*-вырезов позволяет повысить плотность компоновки интегральных схем при одновременном улучшении качества передачи данных и снижении паразитных наводок в гигагерцовом диапазоне частот.

Литература

1. Hasani F., Masoumi N. Crosstalk and delay optimization techniques for nano scale interconnects // 2007 International Conference on Design & Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era. – IEEE, 2007. – P. 159-163.
2. Ruiz-Molina F.A., Li J., Xiao K. Crosstalk Analysis for PCIe 6.0 (PAM4) Under Different Transmitter Conditions // 2022 IEEE 31st Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS). – IEEE, 2022. – P. 1-3.
3. Liberali V., Rossi R., Torelli G. Crosstalk effects in mixed-signal ICs in deep submicron digital CMOS technology // Microelectronics journal. – 2000. – V. 31. – No. 11-12. – P. 893-904.
4. You H., Soma M. Crosstalk analysis of interconnection lines and packages in high-speed integrated circuits // IEEE transactions on circuits and systems. – 1990. – V. 37. – No. 8. – P. 1019-1026.
5. Gazizov T.R. Far-end crosstalk reduction in double-layered dielectric interconnects // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – V. 43. – No. 4. – P. 566-572.
6. Paul C.R. Analysis of multiconductor transmission lines. – John Wiley & Sons, 2007.
7. Razif R.A.M. et al. Mitigation techniques for crosstalk in ICs // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – IOP Publishing, 2019. – V. 701. – No. 1. – P. 012037.

8. Mukhopadhyay A.K., Sarkar A. Comparative analysis of some crosstalk avoidance coding techniques in deep submicron VLSI interconnects // 2017 Devices for Integrated Circuit (DevIC). – IEEE, 2017. – P. 1-5.
9. Xu J., Wang S. Investigating a guard trace ring to suppress the crosstalk due to a clock trace on a power electronics DSP control board // 2014 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). – IEEE, 2014. – P. 525-532.
10. Li C., Wang Y., Li X. Crosstalk reduction between microstrip lines using TL-shaped defected microstrip structure // Engineering Reports. – 2023. – V. 5. – No. 1. – C. e12559.
11. Baghel L.K. et al. Crosstalk reduction in coupled microstrip lines using TT-shaped DMS approach // 2023 Joint Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility and International Conference on ElectroMagnetic Interference & Compatibility (APEMC/INCEMIC). – IEEE, 2023. – P. 1-4.
12. Kazerooni M., Salari M.A., Cheldavi A. A novel method for crosstalk reduction in coupled pair microstrip lines // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2012. – V. 22. – No. 2. – P. 167-174.
13. Kunze R.K. et al. Crosstalk mitigation and impedance management using tabbed lines // Intel white paper. – 2015.
14. Jin J.M. The finite element method in electromagnetics. – John Wiley & Sons, 2015.
15. Сычев А.Н., Рудый Н.Ю. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2018. – Т. 21. – № 4-1. – С. 7-15.
16. Павлов Н.С., Жечев Е.С., Заболоцкий А.М. Экстракция погонных параметров линий передачи из измеренных S-параметров // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – № 10.

17. Ge J. et al. High-performance interconnects with reduced far-end crosstalk for high-speed ICs and communication systems // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2023. – V. 13. – No. 7. – P. 1013-1020.
18. Mittal A. PCB Transmission Line Design and Analysis. – Sierra Circuits, Inc., Sunnyvale, CA, Tech. Guide, 2021. – 20 p.
19. Montoya T.P., Smith G.S. Modeling transmission line circuit elements in the FDTD method // Microwave and Optical Technology Letters. – 1999. – V. 21. – No. 2. – P. 105-114.
20. IEEE Standard for Validation of Computational Electromagnetics Computer Modeling and Simulations. – IEEE Std 1597.1-2008. – 2008. – 41 p.
21. Zhang G. et al. Validation of a non-contact technique for torque measurements in wind turbines using an enhanced transient FSV approach // Measurement. – 2020. – V. 151. – P. 107261.

Для цитирования:

Мурманский М.С., Жечев Е. Линия передачи в интегральном исполнении с *T*-вырезами для подавления перекрестных помех в высокоскоростных межсоединениях // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – № 10. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.10.12