

УДК 621.396.41

Шифр специальности ВАК: 2.2.14

М.С. Мурманский, А.Е. Томских, Е.С. Жечев, Р.С. Суровцев, И.А. Скорняков

Способы подавления перекрестных помех в связанных линиях передачи: обзор

Актуальность. С развитием высокоскоростной электроники и увеличением плотности монтажа печатных плат проблема перекрестных помех становится одним из главных препятствий для обеспечения качества передачи сигнала. **Цель исследования.** Систематизация и обзор современных конструктивных способов к минимизации перекрестных помех в микрополосковых линиях передачи для выявления наиболее эффективных стратегий проектирования. **Методы.** В работе применены методы анализа научной литературы, сравнительное сопоставление физических механизмов подавления помех, а также оценка количественных характеристик различных топологических решений. **Научная новизна.** Предложена обобщенная классификация способов защиты от перекрестных помех, основанная на физическом механизме подавления (компенсация разности коэффициентов связи, отвод энергии в опорный проводник, локальная коррекция погонных параметров), а также проведен анализ эффективности гибридных и высокотехнологичных структур. **Результаты.** Выявлено, что классические правила трассировки теряют эффективность на частотах выше 10 ГГц, в то время как инновационные решения на базе периодических структур и метаповерхностей обеспечивают подавление наводок до минус 50 дБ. Установлены ключевые закономерности влияния дефектов опорного слоя и пассивного проводника на волновое сопротивление и фазовые скорости мод, а также определены границы применимости каждого из рассмотренных методов. **Практическая значимость.** Результаты обзора служат техническим руководством для инженеров-разработчиков СВЧ-аппаратуры, позволяя обоснованно выбирать конкретную топологию межсоединений в зависимости от требуемого уровня помехозащищенности, доступной площади платы и сложности производственного цикла.

Ключевые слова: перекрестные помехи, связанные линии передачи, печатные платы, целостность сигнала, защитные проводники, дефектные структуры земли, метаматериалы, метаповерхности.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-2-24-38

Введение

Современная тенденция развития инфокоммуникационных систем характеризуется освоением новых частотных диапазонов и переходом к сверхвысоким скоростям передачи данных. Реализация этих задач требует минимизации массогабаритных характеристик устройств при одновременном повышении их функциональной плотности, что обуславливает высокую плотность монтажа компонентов на современных печатных платах (ПП). Различные типы линий передачи, в частности, микрополосковые линии (МПЛ), выступают в качестве элементов межсоединений, связывающих функциональные узлы ПП. Однако уменьшение расстояний между активным и пассивным проводником в связанной МПЛ неизбежно приводит к электромагнитному взаимодействию, из-за которого возникают перекрестные помехи [1].

Феномен перекрестных помех определяется как нежелательное наведение сигнала с активного проводника связанной линии на смежный пассивный проводник вследствие распределенной взаимной емкостной и индуктивной связи между ними [2, 3]. Данное явление вызывает существенное ухудшение целостности сигналов: искажение волнового фронта, флуктуации задержки распространения, сужение раскрыва глазковой диаграммы и рост уровня детерминированного и случайного шумов [4].

В теории линий передачи принято дифференцировать перекрестные наводки на ближнем конце (ПНБК, от англ. Near-End CrossTalk – NEXT) и на дальнем конце (ПНДК, от англ. Far-End CrossTalk – FEXT) пассивного (по отношению к источнику помех) проводника. Амплитуда ПНБК (NEXT) в зна-

чительной степени определяется условиями согласования в портах и не зависит от длины связанной МПЛ [5]. Уровень помехи FEXT, напротив, демонстрирует линейную зависимость от длины линии [6]. Физическая природа возникновения FEXT обусловлена модовой дисперсией – разностью фазовых скоростей распространения четной и нечетной мод. Она возникает из-за неоднородности диэлектрического заполнения пространства вокруг проводников (сочетания материала подложки и воздушной среды), что приводит к различию эффективных диэлектрических проницаемостей для разных мод [7]. На рис. 1 представлена эквивалентная схема включения связанной МПЛ с перекрестными помехами, где R – сопротивление нагрузок, E – источник ЭДС; l – длина связанной МПЛ; 1–4 – узлы связанной МПЛ; 1–3 – узлы на ближнем конце; 2–4 – на дальнем конце.

Для количественной оценки помеховых воздействий используются амплитуды напряжений на ближнем (V_{NEXT}) и дальнем (V_{FEXT}) концах пассивного проводника.

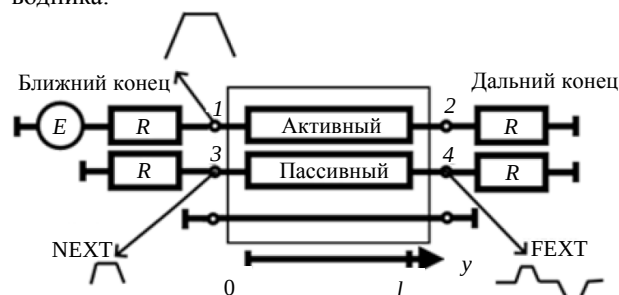


Рис. 1. Эквивалентная схема включения связанной МПЛ с условным отображением перекрестных помех

Математические выражения для их расчета, ставшие фундаментальными после классической работы [7], позволяют связать указанные величины с временем нарастания сигнала, длиной области связи МПЛ и коэффициентами электромагнитной связи. В [8] показано, что итоговая форма наводок определяется совместным влиянием коэффициентов k_C и k_L : в случае для V_{NEXT} емкостная и индуктивная составляющие складываются, а для V_{FEXT} вычитаются, формируя специфический импульс FEXT, амплитуда которого пропорциональна длине пробега волны и скорости нарастания фронта [7, 9–11]:

$$V_{\text{NEXT}} = \frac{1}{4}(k_C + k_L)V_{\text{BX}}, \quad (1)$$

$$V_{\text{FEXT}} = \frac{1}{2}(k_C - k_L)\left(\frac{l}{v}\right)\left(\frac{V_{\text{BX}}}{t_H}\right), \quad (2)$$

где V_{BX} – амплитуда сигнала на входе активного проводника, l – длина связанной МПЛ, v – скорость распространения сигнала, t_H – время нарастания сигнала, а k_C и k_L – коэффициенты ёмкостной и индуктивной связи, которые вычисляются как [12, 13]

$$k_C = \frac{|C_{12}|}{\sqrt{C_{11}C_{22}}}, \quad (3)$$

$$k_L = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}}, \quad (4)$$

где $L_{11}, L_{12}, L_{22}, C_{11}, C_{12}, C_{22}$ – элементы матриц погонных коэффициентов электромагнитной (**L**) и электростатической (**C**) индукции. В данном случае элементы L_{22} и C_{22} добавлены для учета межлинейной асимметрии [14, 15].

С точки зрения теории сверхвысоких частот (СВЧ) в квази-ТЕМ-приближении условие полной теоретической компенсации V_{FEXT} в связанных МПЛ без потерь соответствует достижению равенства коэффициентов индуктивной и емкостной связи ($k_L = k_C$). В микрополосковых структурах, характеризующихся неоднородным диэлектрическим заполнением, данное условие нарушается ($k_L \neq k_C$), что эквивалентно возникновению разности фазовых скоростей четной и нечетной мод.

В работах [8, 16] доказано, что при прохождении цифрового сигнала через связанные МПЛ в неоднородной среде происходит физическое расщепление исходного импульса на модовые составляющие. Поскольку четная и нечетная моды распространяются с разной скоростью, на временном интервале это проявляется в виде искажения формы сигнала и становится причиной появления перекрестных помех. Итоговая форма FEXT определяется не только разностью коэффициентов связи, но и накопленным временным рассогласованием между модами.

К традиционным и применяемым на практике способам уменьшения перекрестных помех относят [9]:

1. Соблюдение правила «разноса проводников» $s = 3-5w$ (минимальное расстояние между соседними проводниками должно составлять 3–5 ширины проводника w).

2. Введение «защитного» проводника между активным и пассивным проводниками линии [9, 11].

3. Применение диэлектрического заполнения платы за счёт нанесения на её поверхность диэлектрического покрытия оптимальной толщины [17].

Правило $s = 3 - 5w$ уменьшает k_C и k_L за счёт пространственного разнеса проводников, что приводит к пропорциональному снижению как V_{NEXT} , так и V_{FEXT} . Принцип диэлектрического заполнения схож с правилом пространственного разнеса.

Заземлённый проводник (обычно с переходными отверстиями на опорный слой через каждые $\lambda/20$ или чаще) «отбирает» значительную часть энергии с активного проводника, отводя его в опорный слой. В результате лишь малая доля энергии достигает пассивного проводника, что обеспечивает эффективное ослабление как V_{NEXT} , так и V_{FEXT} .

В работе [18] сравнены три конфигурации линий передачи: с применением правила $3w$, защитного проводника и диэлектрического заполнения. Показано, что для коротких линий эффективны линии с защитным проводником, тогда как для длинных – линии с диэлектрическим заполнением.

Несмотря на широкое применение традиционных решений, известно множество других эффективных способов подавления перекрестных помех. Поэтому целью данной работы является систематизация и сравнительный анализ способов подавления перекрестных помех в связанных линиях передачи.

Анализ публикационной активности в области подавления перекрестных помех

Для оценки актуальности проблемы перекрестных помех проведён анализ публикационной активности членов международного сообщества IEEE за период 2020–2025 гг. Поиск осуществлялся по ключевым словам (и их комбинациям): crosstalk, transmission line, microstrip line, PCB, coupled lines в IEEE Xplore. На рис. 2 приведены гистограммы числа опубликованных работ в журналах и трудах конференций IEEE.

Из анализа следует, что ежегодно публикуется не менее 10 работ в высокорейтинговых журналах IEEE и существенно больше – в трудах конференций. Общий объём публикаций за период составил 362 статьи, из которых 234 – в трудах конференций, а 128 – в журналах.

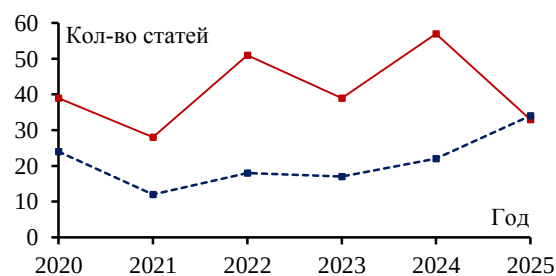


Рис. 2. Количество работ за 5 лет в издательстве IEEE: конференции (—), журналы (---)

Среди журналов лидерами по количеству опубликованных работ являются:

- IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility – 25 работ;
- IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology – 11 работ;
- IEEE Transactions on Signal and Power Integrity – 9 работ;
- IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques – 8 работ.

По количеству докладов в трудах конференций наиболее релевантными являются:

- Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility – 9 работ;
- IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity – 7 работ;
- IEEE Joint International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity: EMC Japan – 4 работы;
- International Conference on Electronic Packaging Technology – 3 работы.

Приведённые результаты показывают устойчивый интерес научного сообщества к проблеме перекрестных помех. Это говорит об актуальности исследования способов минимизации перекрестных помех в межсоединениях ПП для обеспечения целостности сигналов высокоскоростных устройств.

По результатам проведенного анализа можно выделить шесть основных групп способов подавления перекрестных помех (рис. 3). Часть способов (например, встречно-штыревые структуры) направлена на увеличение ёмкостной связи между проводниками для компенсации преобладающей индуктивной связи, что приводит к минимизации V_{FEXT} или даже к полной её компенсации. «Защитные» проводники и переходные структуры направлены на минимизацию наведения энергии на пассивный проводник за счёт отвода энергии в опорный проводник. Дефектные структуры в опорном слое и вырезы в пассивном проводнике позволяют локально корректировать коэффициенты связи, компенсируя обе компоненты, как V_{NEXT} , так и V_{FEXT} . Рассмотрим каждый из способов более детально.



Рис. 3. Структурная схема конструктивных способов подавления перекрестных помех в связанных МПЛ

Трассировка МПЛ на внутренних слоях ПП

Одним из простых и эффективных способов подавления V_{FEXT} является трассировка связанных МПЛ на внутренних слоях ПП, где проводники полностью

окружены диэлектриком и двумя опорными плоскостями. В отличие от линий на внешних слоях, полосковые линии в однородном диэлектрике теоретически не имеют перекрестных помех (за счёт равенства фазовых компонент сигнала). Однако на практике V_{FEXT} всегда присутствует и может достигать значительных уровней из-за неоднородности самого диэлектрика.

Например, в работе [19] предложена модель полосковой линии, состоящая из 3 слоёв:

1. Ядро – слой основы с фиксированной толщиной.
2. Препрег – армированный стеклотканью слой для ламинации.
3. Смола – тонкий слой чистой эпоксидной смолы, образующийся между слоями «ядро» и «препрег» при прессовании.

На рис. 4 показана модель поперечного сечения связанной МПЛ на внутреннем слое ПП.

Разница в толщине слоёв (ядра и препрега) приводит к асимметрии диэлектрической среды и росту V_{FEXT} . Даже незначительная разница между геометрическими и электрофизическими параметрами слоёв (особенно из-за разного содержания стекловолокна и смолы) вызывает дисперсию мод и значительный рост V_{FEXT} . Слой смолы часто имеет относительно низкую диэлектрическую проницаемость, отличающуюся от слоёв «ядро» и «препрег» (обычно она выше из-за отсутствия стекла), что усиливает этот эффект.

В работе [20] показано, что даже в однородном диэлектрике отражения от несогласованных нагрузок приводят к появлению FEXT, амплитуда и полярность которой зависят от коэффициентов отражения на ближнем и дальнем концах. А также предложено эмпирическое правило определения полярности V_{FEXT} в многослойных структурах с учётом свойств ядра и препрега: если $h_{\text{препрег}} > h_{\text{ядро}}$ и $\epsilon_{\text{препрег}} < \epsilon_{\text{ядро}}$, то полярность V_{FEXT} будет отрицательной, а если $\epsilon_{\text{препрег}} > \epsilon_{\text{ядро}}$, то положительной. Основная рекомендация авторов – стремиться к равенству толщин ($h_{\text{препрег}} = h_{\text{ядро}}$) и близости их ϵ_r .

В работе [21] для более точного учёта реальной структуры ПП (особенно с армированным стекловолокном) предложена пятислойная модель поперечного сечения линии. Эта детализация позволяет точнее извлекать эффективные диэлектрические проницаемости и прогнозировать V_{FEXT} с высокой точностью.

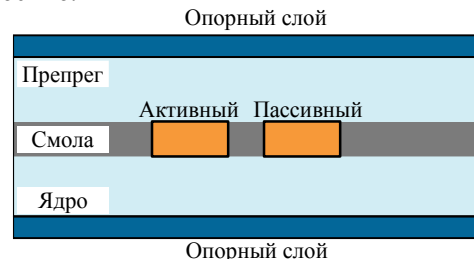


Рис. 4. Модель поперечного сечения связанной МПЛ на внутреннем слое ПП

Практические рекомендации авторов во многом совпадают с выводами из [17, 19]: контроль содержания смолы, равенство толщин диэлектрических

слоев, выбор материалов с близкими ε_r и обязательное включение смолы в модель поперечного сечения.

В [22] рассмотрен технологический аспект: даже при одинаковой конфигурации поперечного сечения образцов различие V_{FEXT} для разных ПП может превышать 10%. Это напрямую связано с разбросом эффективной диэлектрической проницаемости слоя «препрег», вызванным неравномерным распределением стекловолокна и смолы. Предложена концепция критического процента содержания смолы, при котором отклонение V_{FEXT} минимально.

В работе [23] Т.Р. Газизова показано, что полной компенсации перекрестных помех в двухслойном диэлектрике можно достичь изменением геометрических параметров поперечного сечения. Помимо работ, посвященных уравниванию толщин диэлектрических слоев, известен патент [24], в котором компенсация как V_{NEXT} , так и V_{FEXT} достигается за счет «перекрещивания слоев». Дифференциальная пара трассируется на двух смежных слоях так, что сначала положительный проводник верхнего слоя располагается строго над положительным проводником нижнего, а отрицательный – над отрицательным. На половине длины линии проводники нижнего слоя меняются местами, и положительный проводник верхнего слоя оказывается над отрицательным проводником нижнего (и наоборот). Амплитуды помех, наводимые до и после перестановки, имеют противоположную полярность и взаимно компенсируются.

Таким образом, в работах [19–24] выделены следующие ключевые причины, влияющие на V_{FEXT} в полосковых линиях:

1. Несогласованность линии с сопротивлениями на концах как самостоятельная причина появления V_{FEXT} даже в однородном диэлектрике.
2. Различие h и ε_r разных слоёв стека ПП.
3. Влияние «паразитного» слоя смолы на эффективной диэлектрической проницаемости.
4. Влияние содержания смолы и стекловолокна слоя «препрег» на V_{FEXT} при производстве.
5. Необходимость моделей многослойных ПП для точного моделирования.

Применение встречно-штыревых структур

Одним из эффективных способов подавления V_{FEXT} в МПЛ является применение встречно-штыревых структур. Он основан на искусственном увеличении ёмкостной связи между проводниками для компенсации преобладающей в МПЛ индуктивной связи. Вид сверху встречно-штыревой структуры связанной линии и распределение собственных и взаимных ёмкостей на компоненты показан на рис. 5.

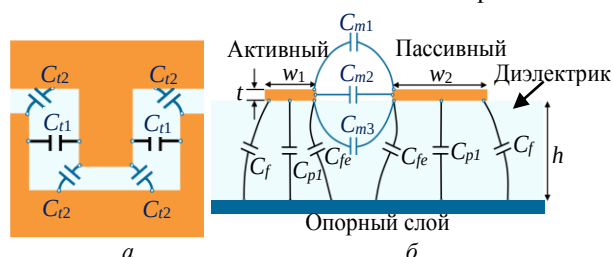


Рис. 5. Вид сверху на встречно-штыревую структуру (а) и компоненты взаимных и собственных ёмкостей (б)

В обычной связанной МПЛ C_{11} и C_{21} выражаются как сумма компонент

$$C_{11} = C_{fe} + C_{p1} + C_f, \quad (5)$$

$$C_{21} = C_{m1} + C_{m2} + C_{m3}, \quad (6)$$

где $C_f, C_{fe}, C_{m1}, C_{m3}$ – краевые емкости, а C_{p1}, C_{p2}, C_{m2} – взаимные.

В связанной встречно-штыревой структуре возникают дополнительные взаимные ёмкости: краевая ёмкость между штырём и проводником (C_{t2}) и ёмкость между соседними штырями C_{t1} [25]. В результате (6) преобразуется к виду

$$C_{21} = C_{m1} + C_{m3} + C_{t1} + C_{t2}. \quad (7)$$

Выражение (7) учитывает как базовые компоненты ёмкостной связи, так и дополнительные краевые и межштыревые ёмкости, что дает рост k_C . Важно отметить, что собственная ёмкость C_{11} также возрастает из-за увеличения эффективной ширины проводников, однако при оптимальном выборе параметров рост C_{21} оказывается доминирующим.

Для демонстрации этого введем выражения для вычисления коэффициента FEXT из (2):

$$k_{\text{FEXT}} = \frac{1}{2v} (k_C - k_L), \quad (8)$$

$$v = \frac{v_c}{\sqrt{\varepsilon_{r\text{эфф}}}}, \quad (9)$$

$$\varepsilon_{r\text{эфф}} = (0,64\varepsilon_r + 0,36), \quad (10)$$

где v – скорость распространения сигнала; $\varepsilon_{r\text{эфф}}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость; v_c – скорость света.

Из (8) видно, что при неизменной индуктивной связи (индуктивность практически не изменяется при введении штырей) увеличивается ёмкостная связь, что уменьшает k_{FEXT} .

В табл. 1 представлены коэффициенты k_C, k_L и k_{FEXT} , вычисленные на основе данных из [25].

Из табл. 1 видно, что добавление штырей дало рост k_C в 3,42 раза при неизменном k_L . В результате k_{FEXT} снижается на 34%. Отметим, что рост k_C также увеличит V_{NEXT} . Также надо учитывать, что введение штырей локально изменяет волновое сопротивление, что приводит к появлению отражений.

Дополнительно на рис. 6 приведены частотные зависимости V_{FEXT} в диапазоне 6–15 ГГц. Видно, что встречно-штыревая структура даёт уменьшение V_{FEXT} на 10–20 дБ в широкой полосе частот по сравнению с обычной связанной МПЛ. Это подтверждает эффективность данного способа для подавления V_{FEXT} .

Примечательно, что оценка роста k_C во встречно-штыревой структуре возможна в аналитическом виде без затратного электродинамического моделирования. Для этого разработаны аналитические модели в замкнутой форме для вычисления погонных параметров структуры с учётом асимметрии её проводников [26].

Таблица 1

Влияние встречно-штыревой структуры на коэффициенты k_C, k_L и k_{FEXT}

Структура	k_C	k_L	$k_{\text{FEXT}} \cdot 10^{-10}$
Без штырей	0,012	0,075	28,69
Со штырями	0,041	0,075	19,04

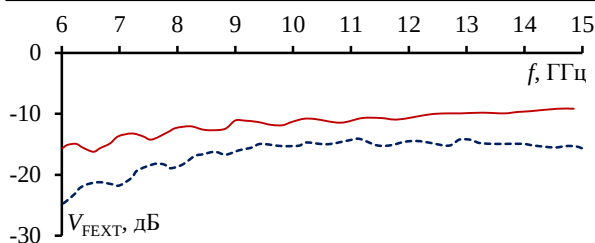


Рис. 6. Частотная зависимость V_{FEXT} без штырей (—) и со штырями (---)

Одним из направлений развития способа является оценка возможности выбора оптимальной геометрии штырей и их применение в различных топологиях. В [27] встречно-штыревые выступы реализованы непосредственно в контактных площадках и проводниках соединителя интерфейса HDMI 2.1. Это позволило эффективно увеличить эквивалентное расстояние между дифференциальными парами без их физического разнесения, что важно в ограниченном пространстве соединителя, а также уменьшить V_{FEXT} на 8–15 дБ в полосе частот до 12 ГГц.

Исследовано также влияние формы штырей на емкостную связь. К примеру, в работе [28] показано, что треугольная форма штырей способствует контролю k_C и уменьшает V_{FEXT} на частотах резонанса по сравнению с прямоугольной формой [25]. Известен также подход с применением машинного обучения [29]: встречно-штыревые структуры располагаются в многопроводных линиях передачи не с одинаковым периодом, а псевдослучайно, что позволяет управлять разностью $k_C - k_L$.

Встречно-штыревые структуры исследуют не только в одиночном режиме передачи сигнала, но и в дифференциальном. Так, в [30] предложен подход, позволяющий повысить k_C при плотной трассировке дифференциальных пар. Известен и комбинированный подход [31], в котором трассировка дифференциальных пар на внутреннем слое многослойной ПП сочетается со встречно-штыревой структурой на переходных участках. Такая трассировка позволяет обеспечить подавление V_{NEXT} более чем на 30 дБ при сохранении уровня V_{FEXT} в отличие от простой связанной МПЛ в одиночном режиме передачи сигнала.

Несмотря на эффективность встречно-штыревых структур для подавления V_{FEXT} , способ обладает рядом недостатков:

1. Повышение V_{NEXT} за счёт роста общей ёмкостной связи.
2. Усложнение технологического производства.
3. Неоднородность структуры. На высоких частотах возможно уменьшение импеданса.

Важно помнить, что V_{FEXT} , согласно выражению (1), определяется суммой коэффициентов емкостной и индуктивной связи, и любое увеличение k_C для компенсации V_{FEXT} неизбежно приводит к росту помехи V_{NEXT} .

Дефектные структуры опорного слоя

Другим конструктивным способом для подавления перекрестных помех является применение дефектных структур опорного слоя (ДСОС). Способ

заключается в целенаправленном нарушении целостности опорного слоя для управления путём протекания возвратного тока (увеличения его длины) [32]. На рис. 7 представлен пример связанной МПЛ с периодической ДСОС.

В МПЛ со сплошным опорным проводником возвратные токи сосредоточены непосредственно под сигнальными проводниками из-за наличия между ним и опорным слоем ёмкостной и индуктивной связи. Введение периодических дефектов в опорном проводнике увеличивает эффективную длину пути протекания возвратного тока. ДСОС также локально влияет на собственные и взаимные погонные параметры связанной МПЛ. В табл. 2 сведены количественные оценки влияния ДСОС на коэффициенты k_C , k_L и k_{FEXT} , полученные на основе данных из [32].

Из табл. 2 видно, что введение ДСОС в МПЛ дало уменьшение k_C и k_L в 4 и 5 раз соответственно. В результате этого k_{FEXT} уменьшился, однако это уменьшение оказалось незначительным. Частотные зависимости V_{FEXT} в МПЛ с ДСОС и без неё показаны на рис. 8. Видно, что ДСОС позволяет подавить V_{FEXT} на 5 дБ в широком диапазоне частот.

Известно множество исследований, посвящённых оптимизации формы, размера и расположения ДСОС в связанных МПЛ.

В работе [33] проведено сравнение ДСОС различных форм: круглой, квадратной и прямоугольной.

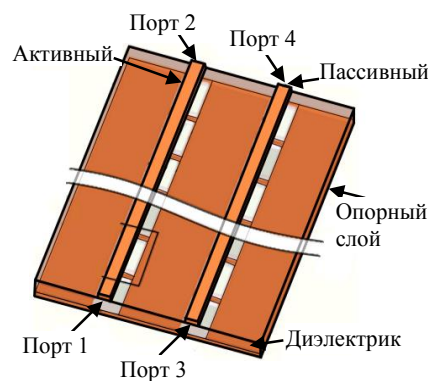


Рис. 7. Пример ДСОС в связанной МПЛ

Таблица 2

Влияние ДСОС на коэффициенты k_C , k_L и k_{FEXT}

Структура	k_C	k_L	$k_{FEXT} \cdot 10^{-10}$
Без ДСЗ	0,016	0,075	20,2
С ДСЗ	0,004	0,015	17,3

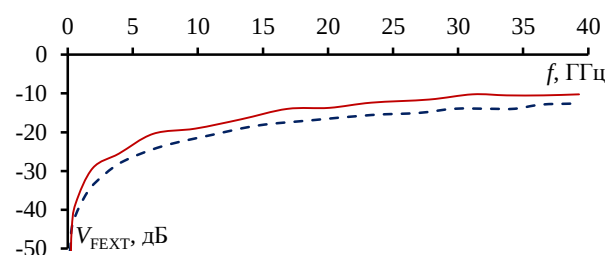


Рис. 8. Частотные зависимости V_{FEXT} без ДСЗ (—) и с ней (---)

Авторы показали, что круглые ДСОС более эффективны для целей подавления помех благодаря большей площади дефекта при той же ширине, что обеспечивает локальное снижение электромагнитной связи между проводниками и более выраженное увеличение пути возвратного тока. В [34] предложена ДСОС в виде периодических штыревых вырезов в опорной плоскости МПЛ. Это даёт экономию площади на ПП в условиях плотной трассировки и ограничений по габаритам устройств, сохраняя при этом низкий уровень излучаемых помех и эффективное подавление V_{FEXT} . На рис. 9 представлен вид сверху для периодической структуры с ДСОС.

Особый интерес представляет применение ДСОС в дифференциальных линиях [35]. В отличие от решений, описанных выше (с полными вырезами в опорном слое под двумя проводниками, как в [32–34]), здесь предложено периодическое удаление металлизации опорного слоя до ширины печатного проводника и удаление избыточной металлизации на расстоянии более $3w$ от края проводника. Это позволяет уменьшить соотношение сигнал/шум для синфазной моды, минимизировать преобразование дифференциального сигнала в синфазный и повысить качество передачи сигнала в дифференциальных парах.

Кроме формы, критически важен и размер ДСОС. В исследовании [36] выполнено сравнение структур разного размера и выявлена закономерность: увеличение площади дефекта приводит к росту пиковой напряженности электрического поля в области связи, что, напротив, может негативно влиять на V_{NEXT} и V_{FEXT} (из-за усиления локальных резонансов или неконтролируемого изменения импеданса). Следовательно, существует оптимальный размер ДСЗ, зависящий от рабочей частоты и параметров подложки.

Таким образом, несмотря на доказанную эффективность применения ДСОС для подавления перекрестных помех (вплоть до 25 дБ для V_{NEXT} и V_{FEXT} в зависимости от конкретной конфигурации), способ имеет ряд ограничений и нерешённых задач. Среди них можно выделить:

1. Отсутствие унифицированной методики проектирования связанных МПЛ с ДСОС (требуется эмпирический подбор формы, размера и расположения для каждой конкретной топологии и частотного диапазона).

2. Применение ДСОС может приводить к изменению волнового сопротивления, появлению паразитных резонансов, росту потерь на излучение или к отражениям.

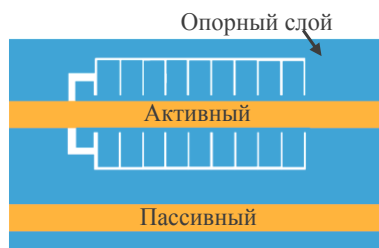


Рис. 9. Периодическая структура ДСОС (вид сверху)

Вырезы в пассивном проводнике

Альтернативным подходом к подавлению V_{FEXT} является создание вырезов (дефектов) не в опорном слое (как в случае ДСОС), а непосредственно в пассивном проводнике. Вырезы также локально изменяют путь протекания тока и электромагнитное поле вокруг проводника, что приводит к локальной коррекции k_C и k_L и уменьшению k_{FEXT} . На рис. 10 показан пример реализации LL -образных вырезов в проводниках связанной МПЛ [37].

Структура с LL -образными вырезами исследована в [37]. Результаты оценки влияния вырезов в МПЛ на k_C , k_L и k_{FEXT} на основе параметров из [37] приведены в табл. 3.

Как видно из табл. 3, введение LL -образных вырезов увеличивает k_C в 2,51 раза и несущественно уменьшает k_L . Это даёт уменьшение k_{FEXT} в 2,2 раза.

Результаты измерения частотной зависимости V_{FEXT} в диапазоне до 18 ГГц показаны на рис. 11 [37].

Из рис. 11 следует, что применение LL -образных вырезов уменьшает V_{FEXT} в широкой полосе частот (с пиковым подавлением до минус 45 дБ), в то время как в МПЛ без вырезов V_{FEXT} достигает минус 10 дБ.

Помимо LL -образных вырезов, интерес представляют конфигурации с TT -образными (T и инвертированная T) и TL -образными вырезами, а также периодическими спиральными резонаторами. В исследовании [38] предложен TT -образный вырез, где в пассивном проводнике вытравливается массив комбинаций T - и инвертированной T -форм.

Это обеспечивает высокое подавление как V_{NEXT} , так и V_{FEXT} за счёт локального изменения пути протекания тока и создания компенсирующих полей.

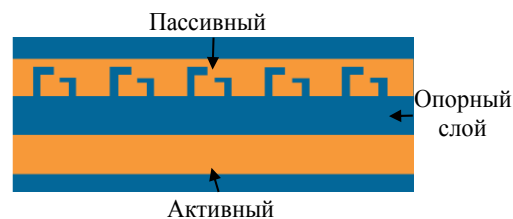


Рис. 10. Использование LL -образных вырезов в пассивном проводнике (вид сверху)

Таблица 3

Влияние LL -вырезов на k_C , k_L и k_{FEXT}

Структура	k_C	k_L	$k_{\text{FEXT}} \cdot 10^{-10}$
Без вырезов	0,027	0,079	14,75
С вырезами	0,068	0,076	6,68

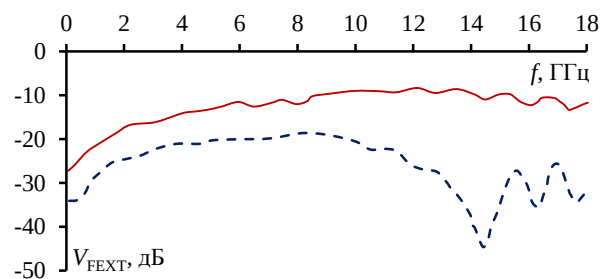


Рис. 11. Частотная зависимость V_{FEXT} без LL -вырезов (—) и с ними (---)

Другой принцип описан в [39], где вырезы выполнены в форме квадратных катушек индуктивности, что даёт эффективное уменьшение обоих видов помехи. В [40] исследован вырез в форме меандра.

В работе [41] оценивалась эффективность TL -образных вырезов. Примечательно, что этот тип вырезов более эффективен по сравнению с другими, благодаря выравниванию k_C и k_L , а также минимальным паразитным эффектам.

Также исследуется эффективность гибридных решений. В [42] показано одновременное применение встречно-штыревых структур и дефектов в проводнике, что позволило достичь ослабления V_{FEXT} до минус 25 дБ в широкой полосе частот (в отличие от обычной связанной МПЛ). Особенно выделяется способ, предложенный в [43]: вырез в проводнике в виде двух встречно направленных периодических спиральных катушек индуктивности. На рис. 12 представлен пример такой МПЛ.

Таким образом, разнообразие форм вырезов в проводниках позволяет обеспечить высокое подавление V_{NEXT} и V_{FEXT} (часто на 20–40 дБ ниже, чем в обычной связанной МПЛ) в широком диапазоне частот. Гибридные решения обеспечивают рост ослабления. К недостаткам данного способа можно отнести технологические ограничения и ограниченную применимость в интегральных схемах и высокоскоростных интерфейсах с $w \leq 100$ –150 мкм.

Опорные проводники

Эффективным конструкторским способом, часто применяемым на практике, для подавления V_{NEXT} и V_{FEXT} является введение опорного проводника между активным и пассивным проводниками связанной МПЛ. Типовая конфигурация такой МПЛ показана на рис. 13.

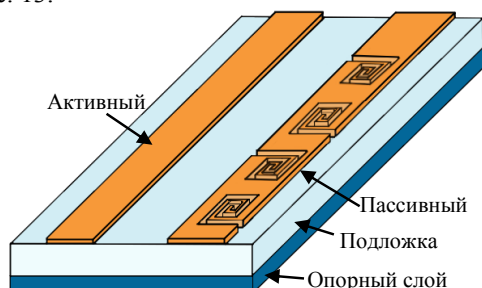


Рис. 12. Связанная МПЛ с вырезами в виде встречно направленных катушек индуктивности

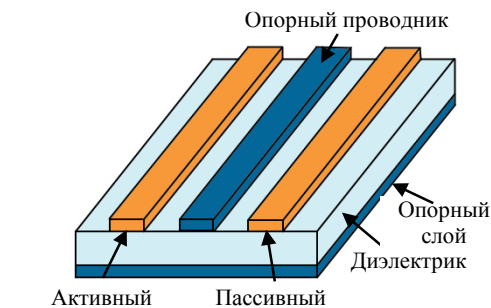


Рис. 13. Связанная МПЛ с опорным проводником

Способ основан на том, что опорный проводник «отбирает» существенную часть электромагнитной

энергии. В результате этого большая часть энергии отводится в землю, а не наводится на пассивный проводник, что приводит к заметному снижению V_{NEXT} и V_{FEXT} .

Одним из примечательных исследований в этой области является работа [44], где предложено использовать опорный проводник в форме меандра вместо обычного прямолинейного проводника. Такая конфигурация увеличивает ёмкостную связь между активным и опорным проводником, сохраняя при этом индуктивность на относительно низком уровне, что эффективно для компенсации V_{FEXT} .

В табл. 4 сведены k_C , k_L и k_{FEXT} для различных конфигураций защитного проводника, полученные на основе данных из [44].

Из табл. 4 видно, что прямой опорный проводник в 2 раза увеличивает k_C при сохранении k_L . Добавление периодических переходных отверстий на опорный слой снижает k_L в 2 раза, что эффективно подавляет V_{NEXT} . Проводник в форме меандра даёт максимальное увеличение k_C при сохранении k_L на уровне обычной линии, что приводит к наилучшей компенсации V_{FEXT} .

На рис. 14 представлен временной отклик V_{FEXT} [44].

Из рис. 14 видно, что структура с меандровой линией обеспечивает наименьшую пиковую V_{FEXT} (в 3–5 раз ниже, чем без нее), а также более короткую длительность помехи.

Примечательно исследование, где рассмотрено совместное применение заземленного проводника со встречно-штыревой структурой [45]. Пример топологии такой структуры показан на рис. 15.

Данное решение приводит к одновременному увеличению как собственных, так и взаимных составляющих матриц S и L , что позволяет эффективно компенсировать разность скоростей мод и снижать V_{FEXT} в диапазоне до 40 ГГц и выше.

Таблица 4
Значения k_C , k_L и k_{FEXT} для различных форм опорного проводника

Структура	k_C	k_L	$k_{FEXT} \cdot 10^{-12}$
Без опорного проводника	0,0075	0,036	–2,85
С опорным проводником без заземления	0,015	0,036	–2,1
С опорным проводником с заземлением	0,003	0,017	–1,4
Меандровая форма опорного проводника	0,0248	0,035	–1,2

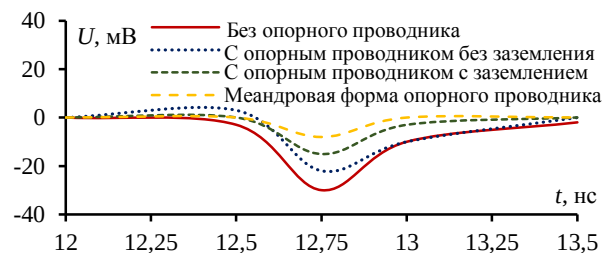


Рис. 14. Временной отклик дальней перекрестной помехи для различных форм опорных проводников

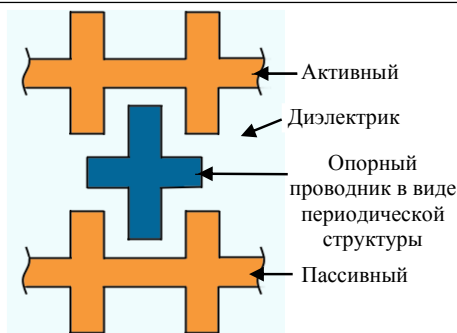


Рис. 15. Топология гибридного решения на основе встречно-штыревой структуры с опорными периодическими структурами

Схожая идея развивается в [46], где гибридная структура включает уже три метода одновременно: встречно-штыревую структуру, опорный проводник в виде периодической структуры, трассировку проводников в виде меандра. В [47] акцент сделан на анализе различных граничных условий (холостой ход и короткое замыкание) на концах опорного проводника в виде прямой линии и периодической структуры. Исследование показывает, что оптимальные характеристики достигаются при использовании периодических структур.

В [48] предложена гибридная структура – опорный проводник в форме меандра. Такой способ обеспечивает уменьшение уровня перекрестных помех более чем в 2 раза по сравнению с обычными меандровыми линиями, при этом заземление опорного проводника достаточно выполнить только на концах (без необходимости переходных отверстий, как в более ранних работах [10]).

В [49] рассмотрено применение нерегулярного защитного проводника с изменяющейся шириной (от 762 до 256 мкм) и зазором (от 254 до 508 мкм). Введение нерегулярности позволяет адаптировать структуру к конкретной частотной характеристике и добиться высокого подавления V_{NEXT} за счёт оптимизации локальной связи. Также исследуется применение защитных трасс в дифференциальных линиях [50]. Разработаны практические рекомендации по их применению:

1. Защитные проводники обязательно должны быть заземлены (через переходные отверстия) для эффективного отвода энергии.
2. Если заземление через каждые $\lambda/20$ невозможно, лучше полностью удалить защитный проводник и компенсировать амплитуды помех увеличением расстояния между проводниками МПЛ.

Метаматериалы

Одним из новых и перспективных решений для борьбы с перекрестными помехами является использование метаматериалов и метаповерхностей. Эти искусственные структуры вводятся в поперечное сечение МПЛ в виде дополнительных слоёв или элементов между проводниками. Метаматериалы позволяют поглощать, перенаправлять или подавлять паразитные электромагнитные поля, а метаповерхности – выравнивать фазовые скорости составляющих сигнала.

Примером применения метаматериалов для подавления помех является работа [51]. Авторы предлагают встраивать вспененный материал с низкой ϵ_r (близкой к 1) между слоями стандартного FR-4. Поперечное сечение такой структуры показано на рис. 16.

Толщины слоёв пены и нижнего слоя FR-4 подбираются так, чтобы k_c стал близок к k_L . В результате k_{FEHT} становится близким к нулю. Это достигается за счёт искусственного изменения $\epsilon_{\text{эфф}}$ в области связи, что компенсирует естественную неоднородность МПЛ. Механизм подавления помех в данной структуре заключается в локальном снижении эффективной диэлектрической проницаемости в области концентрации электрического поля связи. Использование материала с $\epsilon_r \approx 1$ позволяет приблизить параметры распространения мод к условиям в однородной среде. Это минимизирует модовую дисперсию и позволяет достичь практически нулевой V_{FEHT} в широкой полосе частот. Количественные оценки эффективности применения метода, полученные на основе параметров из [51], приведены в табл. 5.

Видно, что слой пены позволяет уменьшить k_{FEHT} до 0. Это обеспечивает практически полную компенсацию V_{FEHT} в рабочей полосе частот при должном согласовании. На рис. 17 представлена частотная зависимость V_{FEHT} для структур с метаматериалом и без него. Видно, что структура с метаматериалом обеспечивает V_{FEHT} ниже -20 дБ в широкой полосе (с пиковым подавлением до -48 дБ), в то время как для обычной МПЛ V_{FEHT} находится вблизи -10 дБ.

В работе [52] предложена структура на основе дефектной линии передачи в виде резонатора, интегрированного в МПЛ.

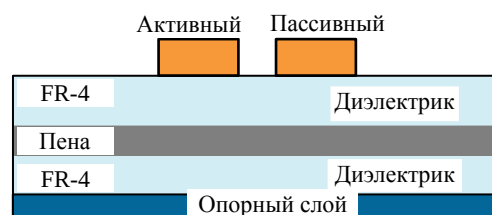


Рис. 16. Поперечное сечение связанной МПЛ с добавлением пены

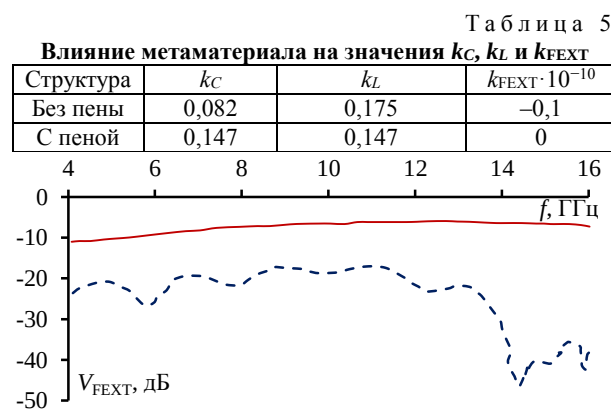


Рис. 17. Частотная зависимость V_{FEHT} для структур с метаматериалом (--) и без него (-)

На рис. 18 показана реализация прототипа с резонаторными элементами. Данная конфигурация позволяет создать локальные «запрещённые» зоны распространения для паразитных полей, что приводит к значительному снижению V_{FEXT} (до -30 дБ) в широком диапазоне частот без заметного влияния на полезный сигнал.

Ещё одним примером метаповерхности является периодическая структура в плоскости земли с прямоугольными элементами в многослойных ПП [53]. Суть способа заключается во введении периодических прямоугольных вырезов и штырей в пассивном проводнике. Это позволяет искусственно приблизить k_C к k_L и снизить k_{FEXT} в 3 раза. На рис. 19 показан пример данной структуры.

Аналогичный принцип используется в [54], где в опорной плоскости создаются вырезы в виде встречных С-форм. Такая конфигурация формирует резонансные ячейки, эффективно подавляющие поверхностные волны и уменьшающие V_{FEXT} в СВЧ-диапазоне. Примером метаповерхностей также являются круглые резонаторы [55]. Размещение периодических резонаторов позволяет сохранять значение индуктивной связи и тем самым подавлять V_{FEXT} .

Таким образом, применение метаматериалов и метаповерхностей для подавления перекрестных помех позволяет модифицировать емкостную и индуктивную связь и обеспечивать полное подавление V_{FEXT} .

Многopроводные линии передачи

В ПП встречаются не только пары связанных МПЛ, но и целые группы из нескольких МПЛ. Перекрестные помехи в них особенно опасны, так как помеха может последовательно наводиться с одной линии на другую, из-за чего необходимо контролировать сигнал в каждой линии [56]. Существует несколько подходов к решению этой проблемы.

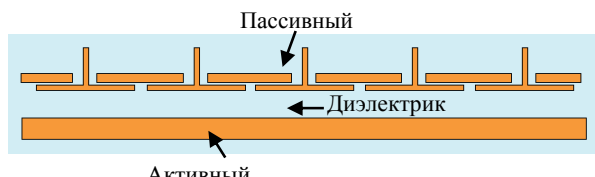


Рис. 18. Прототип дефектной линии передачи с метаматериальным резонатором

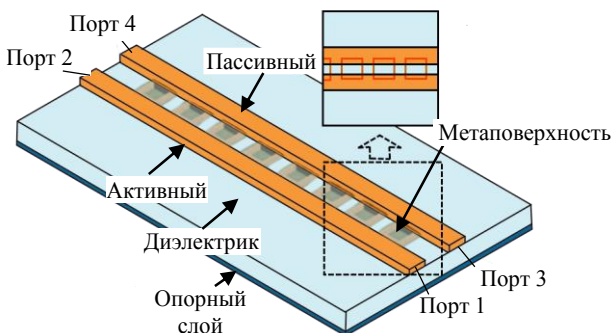


Рис. 19. Применение метаповерхности в виде периодических прямоугольников в межслойном опорном слое под связанными МПЛ

Например, в работах [57, 58] авторы предлагают использовать трансформаторы. В способе для четырехпроводных линий [57] обмотки трансформатора соединяются последовательно и встречно. Это позволяет разделить сигналы на «суммарный» (четная мода) и «разностный» (нечетная мода). Такие моды распространяются по проводам независимо и не наводят помех друг на друга. Для линий с большим числом проводников [58] в схему добавляют матричный коммутатор. Он распределяет сигналы по обмоткам так, чтобы в линии передачи возникали ортогональные электромагнитные поля, которые также не взаимодействуют между собой.

В работе [59] описан способ подавления FEXT и NEXT, в котором помеха на выходе конкретной линии рассматривается как сумма влияний всех остальных проводников, характеризующихся специальными коэффициентами — факторами перекрестной помехи. Зная эти коэффициенты, можно управлять фазами сигналов на входе так, чтобы помехи от разных линий складывались в противофазе и взаимно компенсировались.

Другой математический метод описан в [60] — использование сингулярного разложения. Матрицу передачи линии приводят к диагональному виду: ненулевые элементы остаются только на главной диагонали, а внедиагональные элементы, описывающие паразитные связи (помехи), обращаются в нуль.

Также перекрестные помехи можно подавить с помощью кодирования сигналов. В работе [61] используется преобразователь мод на входе линии. Он распределяет сигналы по проводникам в определенных комбинациях, в результате чего в линии распространяются волны, математически независимые друг от друга. На выходе установлен аналогичный преобразователь, выполняющий обратную операцию: он восстанавливает полезный сигнал и подавляет помехи.

Другие обзорные работы

Известен обзор [62], в котором рассмотрены различные способы подавления перекрестных помех. Методы с защитными проводниками остаются одними из самых надёжных для подавления V_{NEXT} и V_{FEXT} . Паяльная маска как дополнительное диэлектрическое покрытие заметно снижает V_{FEXT} (за счёт увеличения $\epsilon_{\text{эфф}}$ и выравнивания k_C и k_L), но приводит к удорожанию производства ПП.

В обзоре [63] авторы уделяют внимание современным способам подавления FEXT и NEXT. Структурные методы с вырезами в проводниках, а также метаматериалы демонстрируют лучшую эффективность по сравнению с классическим способом ($s = 3 - 5w$).

Сравнение рассмотренных способов

Выполнено сравнение представленных в работе способов (табл. 6). Оно показывает, что эффективными способами подавления V_{FEXT} в широкой полосе частот являются метаматериалы и метаповерхности, а также гибридные комбинации, например, сочетание встречно-штыревых структур с дифференциальной трассировкой. Однако заземленные проводники остаются одними из простых практических решений, хотя и требуют значительной площади на ПП.

Сравнение способов подавления перекрестных помех

Способ	Принцип работы	Подавление	Недостатки	Источник
Трассировка на внутренних слоях ПП	Обеспечение равенства параметров диэлектрических слоёв структуры	Уменьшение V_{FEXT} в 2–5 раз	Невозможность полной минимизации V_{FEXT} в условиях неоднородной среды; зависимость от параметров диэлектриков	[15–21]
Применение встречно-штыревых структур	Увеличение ёмкостной связи для минимизации разницы $k_C - k_L$	Уменьшение V_{FEXT} на 10–30 дБ в широкой полосе частот	Повышение V_{NEXT} из-за увеличения ёмкостной связи	[22–28]
Дефектные структуры земли	Нарушение целостности опорного слоя для увеличения длины пути протекания возвратных токов и локальное изменение ёмкостной и индуктивной связей	Уменьшение $V_{\text{NEXT}} / V_{\text{FEXT}}$ на 10–25 дБ (для FEXT эффективность выше)	Рост излучаемых помех; возникновение резонансов при увеличении размера	[29–33]
Вырезы в пассивном проводнике	Увеличение длины пути протекания тока в проводнике и локальное изменение ёмкостной и индуктивной связей	Уменьшение V_{FEXT} на 15–40 дБ	Рост потерь и отражений; изменение импеданса; рост сложности травления; ограниченная применимость в интегральных схемах и линиях малой ширины	[34–40]
Опорные проводники	«Отбор» энергии опорным проводником и ее отвод в опорную плоскость	Уменьшение $V_{\text{NEXT}} / V_{\text{FEXT}}$ на 20–50 дБ	Значительная площадь на ПП; необходимость переходных отверстий	[41–47]
Метаматериалы и метаповерхности	Искусственное изменение ϵ_r или μ_r ; компенсация разности фазовых скоростей мод	Уменьшение V_{FEXT} на 20–50 дБ	Увеличение толщины платы; высокая сложность и стоимость изготовления	[48–52]
Многопроводные линии передачи	Использование модового преобразования, управление фазами сигналов-возбудителей, кодирование и декодирование сигналов	Полное подавление V_{FEXT} (в идеализированных моделях)	Высокая схемотехническая сложность; необходимость установки дополнительных корректирующих блоков	[54–58]

Дефектные структуры хорошо подходят для условий плотной компоновки, однако их эффективность зависит от геометрии и частоты.

Переход на внутренние слои с контролем диэлектрика является способом снижения V_{FEXT} в многослойных ПП в условиях неоднородной структуры.

Заключение

Выбор способа подавления перекрестных помех перестал быть тривиальной задачей: он напрямую определяется рабочими частотами, плотностью трассировки и технологическими возможностями производства.

Традиционные подходы, такие как правило 3w или использование защитных проводников, остаются основой для систем с рабочими частотами до 10 ГГц. Однако на более высоких частотах их потенциал исчерпывается из-за жестких требований к габаритам. Им на смену приходят способы, основанные на искусственном выравнивании коэффициентов связи ($k_L \approx k_C$), что позволяет добиться подавления V_{FEXT} до уровня минус 50 дБ.

Перспективным направлением является использование метаматериалов и метаповерхностей, которые дают возможность локально управлять электрофизическими параметрами среды. Это позволяет

уменьшить модовую дисперсию за счет выравнивания фазовых скоростей мод.

В целом развитие современных высокоскоростных интерфейсов диктует переход от простых эмпирических правил трассировки к строгому электродинамическому синтезу. Только глубокий контроль параметров распространения мод на этапе проектирования позволит обеспечить целостность сигналов в инфокоммуникационных системах.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FEWM-2026-0013).

Литература

1. Wu T.-L. Overview of signal integrity and EMC design technologies on PCB: Fundamentals and latest progress / T.-L. Wu, F. Buesink, F. Canavero // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2013. – Vol. 55, No. 4. – P. 624–638.
2. Far-End Crosstalk Mitigation for Transmission Lines in DDR5 Using Glass-Weave Coating Structure / X.-B. Yu et al. // 2021 IEEE USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium). – Singapore, Singapore: IEEE, 2021. – P. 23–24.
3. Bogatin E. Signal and Power Integrity – Simplified. – New Jersey, U.S.: Prentice Hall, 2010. – 757 p.

4. Worst Eye Performance Analysis for Advanced Package Die-to-Die Interconnects / H.-C. Kuo, P.-C. Pan, L.-C. Hung, M.-F. Jhong, C.-C. Wang // 2025 IEEE 29th Workshop on Signal and Power Integrity (SPI). – Gaeta, Italy: IEEE, 2025. – P. 1–4.
5. Study on the Impact of Imbalance Between Transmission Lines on Crosstalk: A Novel Perspective of Displacement Current / X. Lu, L. Song, H. Xu, D. Su // Chinese Journal of Electronics. – 2025. – Vol. 34, No. 1. – P. 114–124.
6. A 32 Gb/s 0.41 pJ/bit Single-Ended Transmitter with TX-Based-Only Adaptive Crosstalk Cancellation for Ultra-Short-Reach Wireline Applications / Y. Shen, Z. Su, C. Liu, X. Ma, L. Wang, B. Li // Applied Sciences. – 2026. – Vol. 16, No. 11. – Art. no. 5672.
7. Krage M.K. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines / M.K. Krage, G.I. Haddad // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1970. – Vol. 18, No. 4. – P. 217–222.
8. DeFalco J.A. Reflection and crosstalk in logic circuit interconnections // IEEE Spectrum. – 1970. – Vol. 7, No. 7. – P. 44–50.
9. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. – 615 с.
10. Mbairi F.D. High-Frequency Transmission Lines Crosstalk Reduction Using Spacing Rules / F.D. Mbairi, W.P. Siebert, H. Hesselbom // IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies. – 2008. – Vol. 31, No. 3. – P. 601–610.
11. Novak I. Measurement by vector-network analyzer and simulation of crosstalk reduction on printed circuit boards with additional center traces / I. Novak, B. Eged, L. Hatvani // 1993 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. – Irvine, CA, USA: IEEE, 1993. – P. 269–274.
12. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 1 (31). – С. 39–50.
13. Сычев А.Н. Анализ и синтез несимметричных связанных линий в однородной диэлектрической среде // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2019. – Т. 22, № 1. – С. 11–19.
14. Сычев А.Н. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком / А.Н. Сычев, Н.Ю. Рудый // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2018. – Т. 21, № 4-1. – С. 7–15.
15. Сычев А.Н. Синтез модальных и погонных параметров несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – № 6. – С. 1–41.
16. Gilb J.P. Pulse distortion on multilayer coupled microstrip lines / J.P. Gilb, C.A. Balanis // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1989. – Vol. 37, No. 10. – P. 1620–1628.
17. Surovtsev R.S. Optimization of protective varnish thickness to minimize crosstalk in multiconductor bus of spacecraft PCB / R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov // Proc. of IEEE Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies. – Moscow, Russia: IEEE, 2018. – P. 1–6.
18. Сравнение эффективности методов уменьшения перекрестных связей в линиях передачи печатных плат / И.А. Скорняков, С. Карри, Р.С. Суровцев, А.Е. Мандель // Доклады ТУСУР. – 2025. – Т. 28, № 2. – С. 22–28.
19. Far-End Crosstalk Modeling and Prediction for Stripline with Inhomogeneous Dielectric Layers (IDLs) / Y. Liu et al. // IEEE Transactions on Signal and Power Integrity. – 2022. – Vol. 1. – P. 93–103.
20. A Comprehensive and Practical Way to Look at Crosstalk for Transmission Lines with Mismatched Terminals / S. Yong, K. Cai, B. Sen et al. // 2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI). – Long Beach, CA, USA: IEEE, 2018. – P. 538–543.
21. Prepreg and Core Dielectric Permittivity (ϵ_r) Extraction for Fabricated Striplines' Far-End Crosstalk Modeling / S. Yong et al. // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2022. – Vol. 64, No. 1. – P. 209–218.
22. Extraction of DKglass and DKresin for PCB Striplines and Analysis of Far-End Crosstalk / J. Park, Y. Guo, X. Ye, D. Kim // IEEE Transactions on Signal and Power Integrity. – 2025. – Vol. 4. – P. 149–155.
23. Gazizov T.R. Far-end crosstalk reduction in double-layered dielectric interconnects // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – Vol. 43, No. 4. – P. 566–572.
24. Пат. 2022/0311114 А1 США, МПК H 01 P 3/08. Dual-stripline with crosstalk cancellation / A. Sutono (США), X. Ye (США); заявитель Intel Corporation (США). – № 17/214,111; заявл. 26.03.2021; опубл. 29.09.2022. – 25 с.
25. High-Performance Interconnects with Reduced Far-End Crosstalk for High-Speed ICs and Communication Systems / J. Ge, R. Floyd, A. Khan, G. Wang // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2023. – Vol. 13, No. 7. – P. 1013–1020.
26. Jiang W. Equation-based solutions to coupled, asymmetrical, lossy, and nonuniform microstrip lines for tab-routing applications / W. Jiang, X.-D. Cai, B. Sen, G. Wang // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2019. – Vol. 61, No. 2. – P. 548–557.
27. Design and Analysis of HDMI 2.1 Connector for Crosstalk Reduction using Tabs and Inverse Tabs / D. Lho et al. // 2021 IEEE 30th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS). – San Jose, CA, USA: IEEE, 2021. – P. 1–3.
28. Analysis of Differential Stripline Routing Approaches within a PCB Via Field for Crosstalk Mitigation / S. Datta et al. // 2023 IEEE 32nd Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS). – Milpitas, CA, USA: IEEE, 2023. – P. 1–3.
29. Homogeneous, lossy and Asymmetrical Strip Line with tabbed design for High-Speed Interface application / A. Patel, G. Pandey, G. Verma et al. // ITM Web of Conferences. – 2023. – Vol. 54. – Art. no. 02007.
30. Analysis Method for Curved Coupled Stripline With Triangular Tabs Within Pin Field of High-Speed Channels / Y. Zhang, X.-D. Cai et al. // 2025 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity (EMC+SIPI). – Raleigh, NC, USA: IEEE, 2025. – P. 338–342.
31. Reinforcement Learning-Based Design of Interconnects with Reduced Far-End Crosstalk / C.-J. Mai, Ch.-S. Mao, et al. // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2025. – Vol. 67, No. 4. – P. 1370–1374.
32. A low loss microstrip line on thin flexible substrate film by defected ground structure / A. Tsuchiya, Yu. Yamaguchi et al. // IEICE Communications Express. – 2023. – Vol. 12, No. 11. – P. 582–585.
33. Sindhadevi M. Crosstalk Reduction Using Defective Ground Plane Structures in RF Printed Circuit Boards / M. Sindhadevi, K. Malathi, A. Henridass et al. // Arabian

Journal for Science and Engineering. – 2014. – Vol. 39. – P. 1107–1116.

34. A SSPP-Integrated Defected Ground Structure with Low EMI / X. Luo, K. Yang, L. Li, H. Liu // IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications. – 2025. – Vol. 8, No. 1. – P. 7–10.

35. Balan T.S. Suppression of Common and Differential Component of Crosstalk Coupling onto the Differential Line and Field analysis of the Crosstalk / T.S. Balan, B. Devadas, G.K. Srivastava // 2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI). – Long Beach, CA, USA: IEEE, 2018. – P. 260–264.

36. Kazerooni M. Unit Length Parameters, Transition Sharpness and Level of Radiation in Defected Microstrip Structure (DMS) and Defected Ground Structure (DGS) Interconnections / M. Kazerooni, A. Cheldavi, M. Khalil // Progress in Electromagnetics Research M. – 2009. – Vol. 10. – P. 93–102.

37. Zhang Y. UWB Far-End Crosstalk Mitigation with «LL» Shaped Defected Tabbed Routing Structures / Y. Zhang, G. Wang // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2025. – Vol. 67, No. 1. – P. 247–253.

38. Crosstalk Reduction in Coupled Microstrip Lines using TT-shaped DMS Approach / L.K. Baghel, S. Kumar, S.A. Sis, J. Kim // 2023 Joint Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility and International Conference on ElectroMagnetic Interference & Compatibility (APEMC/INCEMIC). – Bengaluru, India: IEEE, 2023. – P. 1–4.

39. Equivalent Circuit Model of Crosstalk Reduction Parallel Transmission Lines with Defected Microstrip Structures / X. Liu, Y. Li, Y. Zhao et al. // 2018 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC). – Xuzhou, China: IEEE, 2018. – P. 1–2.

40. Gobinath A. Reduction of near-end and far-end crosstalk in microwave and millimetre wave band of parallel transmission lines using meander shaped DMS / A. Gobinath, N.S. Kumar, P. Rajeswari // Journal of Physics: Conference Series. – 2023. – Vol. 2466, No. 1. – Art. no. 012016.

41. Li C. Crosstalk reduction between microstrip lines using TL-shaped defected microstrip structure / C. Li, Y. Wang, X. Li // Engineering Reports. – 2023. – Vol. 5, No. 1. – Art. no. e12559.

42. Yokesh V. On the Design of a Stepped Mixed Signal Transmission Line with Defected Microstrip Structure for High-Frequency PCB Traces // Journal of High-Frequency Communication Technologies. – 2024. – Vol. 2, No. 1. – P. 120–129.

43. Near end and far end crosstalk reduction in high-speed signaling channel with periodical spiral resonator defected microstriplines in a high performance printed circuit board / G. Arumugam, S.-K. Natarajan, R. Packianathan, M.-S. Karoui // IEICE Electronics Express. – 2025. – Vol. 22, No. 1. – Art. no. 20240268.

44. A Serpentine Guard Trace to Reduce the Far-End Crosstalk Voltage and the Crosstalk Induced Timing Jitter of Parallel Microstrip Lines / K. Lee, H.-B. Lee, H.-K. Jung et al. // IEEE Transactions on Advanced Packaging. – 2008. – Vol. 31, No. 4. – P. 809–817.

45. Dai X. Reduction of UWB Far-End Crosstalk in Microwave and Millimeter-Wave Band of Parallel Periodically Loaded Transmission Lines with Discontinuous Structured Guard Lines / X. Dai, W. Feng, W. Che // IEEE Transactions on Plasma Science. – 2020. – Vol. 48, No. 7. – P. 2372–2383.

46. Dai X. Investigation and Improvements of UWB Microstrip Delay Lines / X. Dai, W. Feng, W. Che // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2021. – Vol. 11, No. 8. – P. 1292–1300.

47. Wu C.H. An Application of the Subwavelength Periodic Microstrip Guard Trace in High-Speed Circuits / C.H. Wu,

P. Ma, G. Zhou et al. // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 42640–42655.

48. Shiue G.-H. Guard Trace Design for Improvement on Transient Waveforms and Eye Diagrams of Serpentine Delay Lines / G.-H. Shiue, C.-Y. Chao, R.-B. Wu // IEEE Transactions on Advanced Packaging. – 2010. – Vol. 33, No. 4. – P. 1051–1060.

49. Tani L. Minimizing crosstalk on printed circuit board using non uniform guard traces / L. Tani, N. El Ouazzani // 2016 International Conference on Information Technology for Organizations Development (IT4OD). – Fez, Morocco: IEEE, 2016. – P. 1–4.

50. Mbairi F.D. On The Problem of Using Guard Traces for High Frequency Differential Lines Crosstalk Reduction / F.D. Mbairi, W.P. Siebert, H. Hesselbom // IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies. – 2007. – Vol. 30, No. 1. – P. 67–74.

51. Raj A. Investigations on Crosstalk Reduction in Coupled Microstrip Transmission Line / A. Raj, N. Gupta // IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine. – 2024. – Vol. 13, No. 3. – P. 66–73.

52. Abbasi H.R. Cross-talk reduction in metamaterial and non-uniform transmission lines / H.R. Abbasi, J.A. Rashed-Mohassel, M.N. Moghadasi // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2024. – Vol. 18, No. 6. – P. 459–466.

53. Zhang Y. High Signal Integrity Interconnects Embedded with Metasurface for Far-End Crosstalk Reduction and High-Speed Data Transfer / Y. Zhang, G. Wang // IEEE Transactions on Signal and Power Integrity. – 2024. – Vol. 3. – P. 212–218.

54. Azhagumurugan R. A novel metamaterial structure to reduce far-end crosstalk in printed circuit boards / R. Azhagumurugan, P. Indumathi // International Journal of Engineering & Technology. – 2014. – Vol. 6, No. 2. – P. 588–591.

55. Munir A. Performance enhancement of coupled microstrip lines using split ring resonators / A. Munir, L.R.G. Soeka // 2014 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICEECS). – Kuta, Bali, Indonesia: IEEE, 2014. – P. 385–388.

56. Газизов Р.Р. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT / Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, П.Е. Орлов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 4 (38). – С. 147–150.

57. Пат. 2579915 РФ, МПК Н 04 В 3/32. Способ подавления перекрестных помех в многопроводных линиях связи / В.Н. Федоров [и др.]. – № 2014116590/07; заявл. 25.04.2014; опубл. 10.04.2016, Бюл. № 30. – 12 с.

58. Пат. 89293 РФ, МПК Н 02 Н 3/00. Способ подавления перекрестных помех в многопроводных линиях связи / В.Н. Федоров [и др.]. – № 2009126800/22; заявл. 15.07.2009; опубл. 27.11.2009, Бюл. № 33. – 22 с.

59. Crosstalk Suppression Method at the End of Multiconductor Transmission Lines Based on Crosstalk Factor Theory / B. Yin, D. Cheng, R. Wang et al. // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2026. – Vol. 16, No. 4. – P. 861–871.

60. Simulation for a Crosstalk Canceling Algorithm in Lossless Multiconductor Transmission Lines / J. Zhou et al. // IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications. – 2021. – Vol. 3, No. 2. – P. 52–55.

61. Broydé F. A new method for the reduction of crosstalk and echo in multiconductor interconnections / F. Broydé, E. Clavelier // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2005. – Vol. 52, No. 2. – P. 405–416.

62. Coskun S. Manufacturing and design practices: a review of crosstalk reduction in electronic circuit / S. Coskun,

M. Yildiz, T. Sonmezocak // International Journal of Electronics and Telecommunications. – 2025. – Vol. 71, No. 1. – P. 113–121.

63. Briones M.A. Transmission Lines in Modern Communication Systems: A Systematic Review / M.A. Briones, A.S. Fung, E.R. Arboleda // International Journal of Research Publication and Reviews. – 2024. – Vol. 5, No. 7. – P. 724–735.

Мурманский Михаил Семенович

Аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧКР) Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0002-2072-6891
Тел.: +7-923-443-90-10
Эл. почта: mikhail.s.murmanskii@tusur.ru

Томских Алёна Евгеньевна

Студентка каф. радиотехнических систем (ПТС) ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0006-1599-2892
Тел.: +7-950-434-66-82
Эл. почта: timskikhalyona@gmail.com

Жечев Евгений Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. СВЧКР ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-4469-7033
Тел.: +7-913-102-34-89
Эл. почта: evgenii.zhechev@tusur.ru

Суровцев Роман Сергеевич

Д-р техн. наук, проф. каф. СВЧКР ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-6609-0449
Тел.: +7 (382-2) 41-34-39
Эл. почта: surovtservs@gmail.com

Скорняков Иван Анатольевич

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-4464-5380
Тел.: +7 (382-2) 41-34-39
Эл. почта: ivan_sk94@mail.ru

Поступила в редакцию: 21.04.2026.

Принята к публикации: 14.09.2026.

Murmansky M.S., Tomskikh A.E., Zhechev Y.S.,
Surovtsev R.S., Skorniyakov I.A.

Crosstalk suppression methods in coupled transmission lines: a review

Relevance. The rapid development of high-speed electronics and increasing printed circuit board (PCB) packaging density have made crosstalk one of the major obstacles to maintaining signal transmission quality. **Purpose of the study.** The study aims to systematize and review modern structural approaches to minimizing crosstalk in microstrip transmission lines in order to identify the most effective design strategies. **Methods.** The study employs methods of scientific literature analysis, comparative analysis of the physical mechanisms underlying crosstalk suppression, and quantitative evaluation of the characteristics of various topological solutions. **Scientific novelty.** A generalized classification of crosstalk mitigation techniques is proposed based on the underlying physical suppression mechanism,

including compensation of differences in coupling coefficients, energy diversion to a reference conductor, and local correction of per-unit-length parameters. The effectiveness of hybrid and advanced high-technology structures is also analyzed. **Results.** It is demonstrated that classical routing guidelines become less effective at frequencies above 10 GHz, whereas innovative solutions based on periodic structures and metasurfaces can provide crosstalk suppression of up to –50 dB. Key regularities governing the effects of defects in the reference layer and passive conductors on characteristic impedance and modal phase velocities are identified, and the applicability limits of each of the reviewed methods are established. **Practical significance.** The review results serve as a technical guide for microwave hardware design engineers, enabling an informed selection of a specific interconnect topology depending on the required level of electromagnetic interference immunity, available PCB area, and manufacturing process complexity.

Funding: This work was carried out within the framework of the state assignment of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (Project No. FEWM-2026-0013).

Keywords: crosstalk, coupled transmission lines, printed circuit boards, signal integrity, protective conductor, defected ground structures, metamaterials, metasurfaces.

DOI: 10.21293/1818-0442-2026-29-2-24-38

References

1. Wu T.-L., Buesink F., Canavero F. Overview of signal integrity and EMC design technologies on PCB: Fundamentals and latest progress. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2013, vol. 55, no. 4, pp. 624–638.
2. X.-B. Yu et al. Far-End Crosstalk Mitigation for Transmission Lines in DDR5 Using Glass-Weave Coating Structure. 2021 IEEE USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium), Singapore, Singapore, IEEE, 2021, pp. 23–24.
3. Bogatin E. Signal and Power Integrity – Simplified, New Jersey, U.S., Prentice Hall, 2010, 757 p.
4. Kuo H.-C., Pan P.-C., Hung L.-C., Zhong M.-F., Wang C.-C. Worst Eye Performance Analysis for Advanced Package Die-to-Die Interconnects. 2025 IEEE 29th Workshop on Signal and Power Integrity (SPI), Gaeta, Italy, IEEE, 2025, pp. 1–4.
5. Lu X., Song L., Xu H., Su D. Study on the Impact of Imbalance Between Transmission Lines on Crosstalk: A Novel Perspective of Displacement Current. *Chinese Journal of Electronics*, 2025, vol. 34, no. 1, pp. 114–124.
6. Shen Y., Su Z., Liu C., Ma X., Wang L., Li B. A 32 Gb/s 0.41 pJ/bit Single-Ended Transmitter with TX-Based-Only Adaptive Crosstalk Cancellation for Ultra-Short-Reach Wireline Applications. *Applied Sciences*, 2026, vol. 16, no. 11, art. no. 5672.
7. Krage M.K., Haddad G.I. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1970, vol. 18, no. 4, pp. 217–222.
8. DeFalco J.A. Reflection and crosstalk in logic circuit interconnections. *IEEE Spectrum*, 1970, vol. 7, no. 7, pp. 44–50.
9. Kechiev L.N. *Proektirovanie pechatnykh plat dlya tsifrovoy bystrodeystvuyushchey apparatury* [Design of printed circuit boards for digital high-speed equipment], Moscow, DT Group LLC, 2007, 615 p (in Russ.).
10. Mbairi F.D., Siebert W.P., Hesselbom H. High-Frequency Transmission Lines Crosstalk Reduction Using Spacing Rules. *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, 2008, vol. 31, no. 3, pp. 601–610.
11. Novak I., Eged B., Hatvani L. Measurement by vector-network analyzer and simulation of crosstalk reduction on printed circuit boards with additional center traces. 1993 IEEE

Instrumentation and Measurement Technology Conference, Irvine, CA, USA, IEEE, 1993, pp. 269–274.

12. Sychev A.N., Struchkov S.M. [Parameter systems of identical coupled lines with unbalanced electromagnetic coupling] *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2014, no. 1(31), pp. 39–50 (in Russ.).

13. Sychev A.N. [Analysis and synthesis of asymmetric coupled lines in a homogeneous dielectric medium]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2019, vol. 22, no. 1, pp. 11–19 (in Russ.).

14. Sychev A.N., Rudy N.Yu. [Parameters of asymmetric coupled lines with inhomogeneous dielectrics]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2018, vol. 21, no. 4-1, pp. 7–15 (in Russ.).

15. Sychev A.N. [Synthesis of modal and distributed parameters of asymmetric coupled lines with inhomogeneous dielectrics]. *Journal of Radio Electronics*, 2024, no. 6, pp. 1–41 (in Russ.).

16. Gilb J.P., Balanis C.A. Pulse distortion on multilayer coupled microstrip lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1989, vol. 37, no. 10, pp. 1620–1628.

17. Surovtsev R.S., Gazizov T.R. Optimization of protective varnish thickness to minimize crosstalk in multiconductor bus of spacecraft PCB. Proc. of IEEE Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT-2018), Moscow, Russia, IEEE, 2018, pp. 1–6.

18. Skornyakov I.A., Karri S., Surovtsev R.S. Mandel A.E. [Comparison of the effectiveness of cross-coupling reduction methods in PCB transmission lines]. *Doklady TUSUR*, 2025, vol. 28, no. 2, pp. 22–28 (in Russ.).

19. Liu Y. et al. Far-End Crosstalk Modeling and Prediction for Stripline with Inhomogeneous Dielectric Layers (IDLs). *IEEE Transactions on Signal and Power Integrity*, 2022, vol. 1, pp. 93–103.

20. Yong S., Cai K., Sen B. [et al.] A Comprehensive and Practical Way to Look at Crosstalk for Transmission Lines with Mismatched Terminals. 2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI), Long Beach, CA, USA, IEEE, 2018, pp. 538–543.

21. Yong S. [et al.] Prepreg and Core Dielectric Permittivity (ϵ_r) Extraction for Fabricated Striplines' Far-End Crosstalk Modeling. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2022, vol. 64, no. 1, pp. 209–218.

22. Park J., Guo Y., Ye X., Kim D. Extraction of DKglass and DKresin for PCB Striplines and Analysis of Far-End Crosstalk. *IEEE Transactions on Signal and Power Integrity*, 2025, vol. 4, pp. 149–155.

23. Gazizov T.R. Far-end crosstalk reduction in double-layered dielectric interconnects. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2001, vol. 43, no. 4, pp. 566–572.

24. Sutono A., Ye X. Dual-stripline with crosstalk cancellation. Pat. US 2022/0311114 A1.; Intel Corporation, no. 17/214,111, 2022.

25. Ge J., Floyd R., Khan A., Wang G. High-Performance Interconnects with Reduced Far-End Crosstalk for High-Speed ICs and Communication Systems. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 2023, vol. 13, no. 7, pp. 1013–1020.

26. Jiang W., Jiang W., Cai X.-D., Sen B., Wang G. Equation-based solutions to coupled, asymmetrical, lossy, and nonuniform microstrip lines for tab-routing applications. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2019, vol. 61, no. 2, pp. 548–557.

27. Lho D. et al. Design and Analysis of HDMI 2.1 Connector for Crosstalk Reduction using Tabs and Inverse Tabs. 2021 IEEE 30th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS), San Jose, CA, USA, IEEE, 2021, pp. 1–3.

28. Datta S. et al. Analysis of Differential Stripline Routing Approaches within a PCB Via Field for Crosstalk Mitigation. 2023 IEEE 32nd Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS), Milpitas, CA, USA, IEEE, 2023, pp. 1–3.

29. Patel A., Pandey G., Verma G. [et al.] Homogeneous, lossy and Asymmetrical Strip Line with tabbed design for High-Speed Interface application. *ITM Web of Conferences*, 2023, vol. 54, art. no. 02007.

30. Zhang Y., Cai X.-D., [et al.] Analysis Method for Curved Coupled Stripline with Triangular Tabs Within Pin Field of High-Speed Channels. 2025 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity (EMC+SIPI), Raleigh, NC, USA, IEEE, 2025, pp. 338–342.

31. Mai C.-J. [et al.] Reinforcement Learning-Based Design of Interconnects with Reduced Far-End Crosstalk. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2025, vol. 67, no. 4, pp. 1370–1374.

32. Tsuchiya A. [et al.] A low loss microstrip line on thin flexible substrate film by defected ground structure. *IEICE Communications Express*, 2023, vol. 12, no. 11, pp. 582–585.

33. Sindhadevi M., Malathi K., Henridass A. Crosstalk Reduction Using Defective Ground Plane Structures in RF Printed Circuit Boards. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 2014, vol. 39, pp. 1107–1116.

34. Luo X., Yang K., Li L., Liu H. A SSPP-Integrated Defected Ground Structure with Low EMI. *IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications*, 2025, vol. 8, no. 1, pp. 7–10.

35. Balan T.S., Devadas B., Srivastava G.K. Suppression of Common and Differential Component of Crosstalk Coupling onto the Differential Line and Field analysis of the Crosstalk. 2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI), Long Beach, CA, USA, IEEE, 2018, pp. 260–264.

36. Kazerooni M., Cheldavi A., Khalil M. Unit Length Parameters, Transition Sharpness and Level of Radiation in Defected Microstrip Structure (DMS) and Defected Ground Structure (DGS) Interconnections. *Progress in Electromagnetics Research M*, 2009, vol. 10, pp. 93–102.

37. Zhang Y., Wang G. UWB Far-End Crosstalk Mitigation With «LL» Shaped Defected Tabbed Routing Structures. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2025, vol. 67, no. 1, pp. 247–253.

38. Baghel L.K., Kumar S., Sis S.A., Kim J. 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), Bengaluru, India, IEEE, 2023, pp. 1–4.

39. Liu X., Li Y., Zhao Y. [et al.] Equivalent Circuit Model of Crosstalk Reduction Parallel Transmission Lines with Defected Microstrip Structures. 2018 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), Xuzhou, China, IEEE, 2018, pp. 1–2.

40. Gobinath A., Kumar N.S., Rajeswari P. Reduction of near-end and far-end crosstalk in microwave and millimetre wave band of parallel transmission lines using meander shaped DMS. *Journal of Physics: Conference Series*, 2023, vol. 2466, no. 1, pp. 012016.

41. Li C., Wang Y., Li X. Crosstalk reduction between microstrip lines using TL-shaped defected microstrip structure. *Engineering Reports*, 2023, vol. 5, no. 1, pp. e12559.

42. Yokesh V. On the Design of a Stepped Mixed Signal Transmission Line with Defected Microstrip Structure for High-Frequency PCB Traces. *Journal of High-Frequency Communication Technologies*, 2024, vol. 2, no. 1, pp. 120–129.

43. Arumugam G., Natarajan S.-K., Packianathan R., Karoui M.-S. Near end and far end crosstalk reduction in high-speed signaling channel with periodical spiral resonator defected microstriplines in a high performance printed circuit board. *IEICE Electronics Express*, 2025, vol. 22, no. 1, pp. 20240268.
44. Lee K., Lee H.-B., Jung H.-K. [et al.] A Serpentine Guard Trace to Reduce the Far-End Crosstalk Voltage and the Crosstalk Induced Timing Jitter of Parallel Microstrip Lines. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 2008, vol. 31, no. 4, pp. 809–817.
45. Dai X., Feng W., Che W. Reduction of UWB Far-End Crosstalk in Microwave and Millimeter-Wave Band of Parallel Periodically Loaded Transmission Lines with Discontinuous Structured Guard Lines. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2020, vol. 48, no. 7, pp. 2372–2383.
46. Dai X., Feng W., Che W. Investigation and Improvements of UWB Microstrip Delay Lines. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 2021, vol. 11, no. 8, pp. 1292–1300.
47. Wu C.H., P. Ma, G. Zhou, [et al.] An Application of the Subwavelength Periodic Microstrip Guard Trace in High-Speed Circuits. *IEEE Access*, 2022, vol. 10, pp. 42640–42655.
48. Shiue G.-H., Chao C.-Y., Wu R.-B. Guard Trace Design for Improvement on Transient Waveforms and Eye Diagrams of Serpentine Delay Lines. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 2010, vol. 33, no. 4, pp. 1051–1060.
49. Tani L., El Ouazzani N. Minimizing crosstalk on printed circuit board using non uniform guard traces. 2016 International Conference on Information Technology for Organizations Development (IT4OD), Fez, Morocco: IEEE, 2016, pp. 1–4.
50. Mbairi F.D., Siebert W.P., Hesselbom H. On The Problem of Using Guard Traces for High Frequency Differential Lines Crosstalk Reduction. *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, 2007, vol. 30, no. 1, pp. 67–74.
51. Raj A., Gupta N. Investigations on Crosstalk Reduction in Coupled Microstrip Transmission Line. *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, 2024, vol. 13, no. 3, pp. 66–73.
52. Abbasi H.R., Rashed- Mohassel J.A., Moghadasi M.N. Cross- talk reduction in metamaterial and non- uniform transmission lines. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2024, vol. 18, no. 6, pp. 459–466.
53. Zhang Y., Wang G. High Signal Integrity Interconnects Embedded with Metasurface for Far-End Crosstalk Reduction and High-Speed Data Transfer. *IEEE Transactions on Signal and Power Integrity*, 2024, vol. 3, pp. 212–218.
54. Azhagumurugan R., Indumathi P. A novel metamaterial structure to reduce far-end crosstalk in printed circuit boards. *International Journal of Engineering & Technology*, 2014, vol. 6, no. 2, pp. 588–591.
55. Munir A., Soeka L.R.G. Performance enhancement of coupled microstrip lines using split ring resonators. 2014 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICEECS), Kuta, Bali, Indonesia, IEEE, 2014, pp. 385–388.
56. Gazizov R. R., Zabolotskiy A. M., Orlov P. E. Signal maximum localization in multiconductor transmission lines of printed circuit boards using TALGAT system. *Doklady TUSUR*, 2015, no. 4(38), pp. 147–150 (in Russ.).
57. Fedorov V.N. [et al.]. Pat. 2579915 RF. *Sposob podavleniya perekrestnykh pomekh v mnogoprovodnykh liniyakh svyazi* [Method for suppressing crosstalk in multiconductor communication lines], no. 2014116590/07, 2016 (in Russ.).
58. Fedorov V.N. [et al.]. Pat. 89293 RF. *Sposob podavleniya perekrestnykh pomekh v mnogoprovodnykh liniyakh svyazi* [Method for suppressing crosstalk in multiconductor communication lines], no. 2009126800/22, 2009 (in Russ.).
59. Yin B., Cheng D., Wang R. [et al.] Crosstalk Suppression Method at the End of Multiconductor Transmission Lines Based on Crosstalk Factor Theory. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 2026, vol. 16, no. 4, pp. 861–871.
60. Zhou J. [et al.] Simulation for a Crosstalk Canceling Algorithm in Lossless Multiconductor Transmission Lines. *IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications*, 2021, vol. 3, no. 2, pp. 52–55.
61. Broydé F., Clavelier E. A new method for the reduction of crosstalk and echo in multiconductor interconnections. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2005, vol. 52, no. 2, pp. 405–416.
62. Coskun S., Yildiz M., Sonmezocak T. Manufacturing and design practices: a review of crosstalk reduction in electronic circuit. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2025, vol. 71, pp. 113–121.
63. Briones M.A., Fung A.S., Arboleda E.R. Transmission Lines in Modern Communication Systems: A Systematic Review. *International Journal of Research Publication and Reviews*, 2024, vol. 5, no. 7, pp. 724–735.

Mikhail S. Murmanskii

Postgraduate student, Department of Microwave and Quantum Radio Engineering, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0002-2072-6891
Phone: +7-923-443-90-10
Email: mikhail.s.murmanskii@tusur.ru

Alena E. Tomskikh

Student, Department of Radio Engineering Systems, TUSUR 40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0006-1599-2892
Phone: +7-950-434-66-82
Email: timskikhalyona@gmail.com

Yevgeniy S. Zhechev

Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Microwave and Quantum Radio Engineering, TUSUR 40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0003-4469-7033
Phone: +7-913-102-34-89
Email: evgenii.zhechev@tusur.ru

Roman S. Surovtsev

Doctor of Engineering Sciences, Professor, Department of Microwave and Quantum Radio Engineering, TUSUR 40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-6609-0449
Phone: +7 (382-2) 41-34-39
Email: surovstsevs@gmail.com

Ivan A. Skorniyakov

Post-graduate student, Department of Television and Control, TUSUR 40, Lenin Ave., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0003-4464-5380
Phone: +7 (382-2) 41-34-39
Email: ivan_sk94@mail.ru

Received: 21.04.2026.

Accepted: 14.09.2026.