

# МОДЕЛИРОВАНИЕ И КОМПЕНСАЦИЯ ПАССИВНОЙ ИНТЕРМОДУЛЯЦИИ В МНОГОАНТЕННЫХ СИСТЕМАХ ЧАСТОТНОГО ДУПЛЕКСА

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-1-20-31

**Крикунов Станислав Александрович,**

Автономная некоммерческая образовательная организация высшего образования "Сколковский институт науки и технологий", Москва, Россия, [stanislav.krikunov@skoltech.ru](mailto:stanislav.krikunov@skoltech.ru)

**Земляков Вячеслав Викторович,**

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Южный федеральный университет", г. Ростов-на-Дону, Россия, [vzemlyakov@sfedu.ru](mailto:vzemlyakov@sfedu.ru)

**Иванов Андрей Андреевич,**

Автономная некоммерческая образовательная организация высшего образования "Сколковский институт науки и технологий", Москва, Россия, [an.ivanov@skoltech.ru](mailto:an.ivanov@skoltech.ru)

**Manuscript received** 27 October 2025;  
**Accepted** 28 December 2025

Исследование выполнено в Сколтехе при поддержке Российского Научного Фонда (проект № 25-11-00355)

**Ключевые слова:** MIMO, пассивная интермодуляция, частотный дуплекс, ортогональное частотное разделение, агрегация несущих

В данной работе предлагается физически обоснованная модель генерации сигнала внешней пассивной интермодуляции (ПИМ) в системах частотного дуплекса (FDD, Frequency Division Duplexing) с многоантенной обработкой сигнала (MIMO, Multiple Input Multiple Output). Источниками внешней ПИМ могут являться металлические объекты вблизи базовой станции обладающие нелинейными свойствами (эффект "ржавого болта"). ПИМ может попадать в приёмный тракт системы связи, зашумляя сигналы восходящей линии. Моделирование и подавление ПИМ в MIMO системах является сложной задачей, требующей многочисленных аппаратных экспериментов. Чтобы преодолеть эту проблему, в работе предлагается новый подход, позволяющий заменить реальные эксперименты на детальное физическое моделирование процесса генерации ПИМ. Методология включает упрощенное электромагнитное моделирование прямоугольной антенной решётки тонкопроволочными диполями конечной длины с учётом ближней/дальней зоны и поляризации, расчёт распространения сигнала между антенной решёткой и нелинейными точечными источниками, а также описание нелинейной вольт-амперной характеристики, согласно уравнению Шокли. Компенсация смоделированного сигнала выполняется методом канальных коэффициентов с полиномиальными базисами 3-го и 5-го порядков. В рамках работы рассмотрена компенсация одного и трёх источников внешней ПИМ. Выявлено, что диодная нелинейность, описанная при помощи уравнения Шокли, способна формировать все нечётные порядки ПИМ, так как повышение порядка компенсационной модели даёт прирост в качестве подавления, что качественно согласуется с экспериментальными результатами, доступными в литературе. Практическая ценность предложенного подхода состоит в том, что данная модель может быть применена при проектировании и тестировании алгоритмов подавления внешней ПИМ в FDD MIMO системах без необходимости применения оборудования реальной базовой станции.

## Информация об авторах:

**Крикунов Станислав Александрович**, аспирант, Автономная некоммерческая образовательная организация высшего образования "Сколковский институт науки и технологий", Москва, Россия, ORCID: 0009-0001-9775-3564

**Земляков Вячеслав Викторович**, профессор, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Южный федеральный университет", г. Ростов-на-Дону, ORCID: 0000-0002-3932-6759

**Иванов Андрей Андреевич**, профессор, Автономная некоммерческая образовательная организация высшего образования "Сколковский институт науки и технологий", Москва, Россия, ORCID: 0000-0001-9107-3368

## Для цитирования:

Крикунов С.А., Земляков В.В., Иванов А.А. Моделирование и компенсация пассивной интермодуляции в многоантенных системах частотного дуплекса // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №1. С. 20-31.

## For citation:

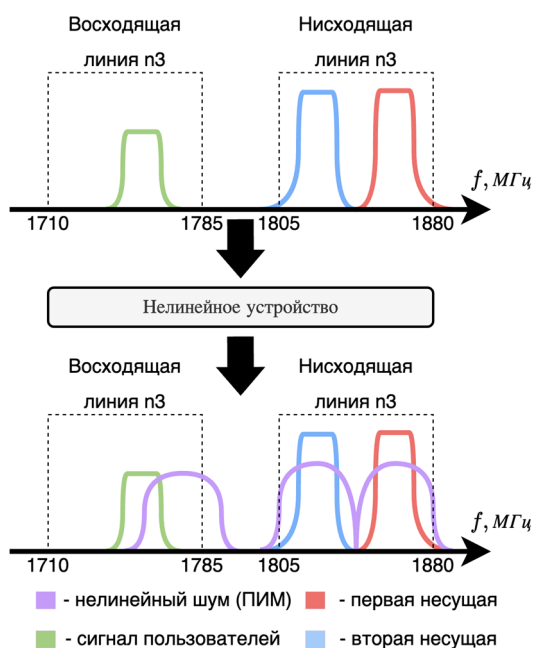
S.A. Krikunov, V.V. Zemlyakov, A.A. Ivanov, "External Passive Intermodulation Modeling and Cancellation in FDD MIMO," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no.1, pp. 20-31. (in Russian)

**Введение**

Одной из ключевых технологий для увеличения скорости передачи данных для абонентов в нисходящей линии связи с многоантенной обработкой сигнала (MIMO, Multiple Input Multiple Output) систем 4G (LTE, Long-Term Evolution) и 5G (NR, New Radio) [1] является агрегация несущих [2]. Агрегация несущих позволяет гибко распределять спектральные ресурсы [3]. Кроме того, стандарты LTE и NR поддерживают режим частотного дуплекса (FDD, Frequency Division Duplexing), в котором одновременно используются отдельные полосы частот для приёма и передачи сигналов [4].

На практике, узлы оборудования реальной базовой станции обладают несовершенствами, например, нелинейными свойствами [5-6], что может приводить к генерации интермодуляционных искажений в полосе приёмника. Данный процесс изображен на рисунке 1.

Пассивная интермодуляция (ПИМ) является одной из главных проблем современных радиосистем. Основными факторами, приводящими к ее появлению, являются нелинейные магнитные и проводящие свойства устройств, расположенных внутри цепи приёмопередатчика (внутренняя ПИМ) или вне системы, вблизи антенной решётки (внешняя ПИМ).



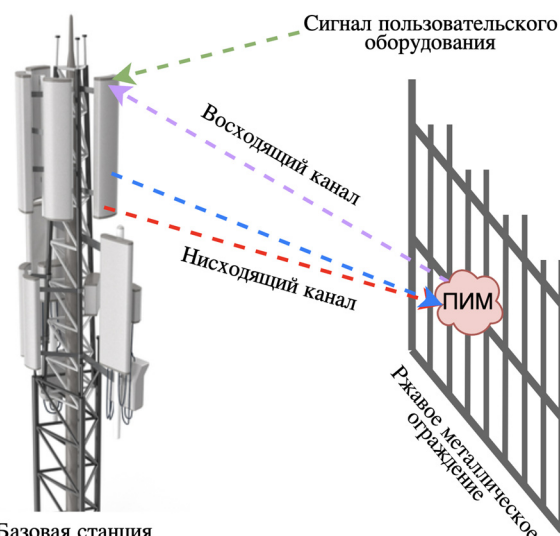
**Рис. 1.** Возникновение продуктов ПИМ порядка 3 в рамках полосы n3

Внутренние источники ПИМ включают: переключатели, перегибы и острые края в кабелях; дуплексеры; грязь в разъемах; покрытия из оксидов металлов, покрывающие проводники и соединения; некачественные механические соединения в цепи передачи. Внешние источники ПИМ представлены металлическими щитами или заборами, содержащими контакты металлов, и расположенными близко к антенной решётке, в зонах высокой интенсивности луча [2].

Приёмопередатчики, работающие в режиме FDD, используют дуплексер для разделения цепей передатчика (TX) и приёмника (RX), изолируя их цепи. Тем не менее, продукты ПИМ, имеющие частоты отличные от передаваемых, могут

попадать в диапазон приёмника, что может создавать помехи для данной и других систем поблизости.

Пример генерации внешней ПИМ показан на рисунке 2. Две несущие нисходящего канала связи (синяя и красная стрелки) возбуждают источник внешней ПИМ. Сгенерированная ПИМ переизлучается источником и попадает по восходящему каналу связи (фиолетовая стрелка) в тракт приёмника, ухудшая абонентский сигнал (зеленая стрелка).



Базовая станция

**Рис. 2.** Типичный сценарий возникновения внешней ПИМ

Основные различия между внешней и внутренней ПИМ следующие:

- Внешняя ПИМ может возбуждаться всеми сигналами, излучаемыми антенной решёткой;
- Внешняя ПИМ может иметь заметную задержку между переданным и принятым сигналами, поскольку источник внешней ПИМ обычно находится на расстоянии от антенной решётки;
- В отличие от внутренних источников, внешнюю ПИМ нельзя устранить полностью, не изменяя внешнюю неконтролируемую среду. Но на практике это часто оказывается невозможным.

Таким образом, внешняя ПИМ может быть подавлена с помощью алгоритмов компенсации.

**Обзор литературы**

Проблему ПИМ можно охарактеризовать тремя ключевыми направлениями: локализация источников (определение их положения в пространстве или направления), поведенческое моделирование и подавление.

**Локализация источников ПИМ.** Локализация источников ПИМ является критически важной задачей, которая охватывает как внешние, так и внутренние источники.

Для её решения разрабатываются высокоточные методы. Так, в работе [7] был разработан метод усеченного оператора классификации множественных сигналов с обращением во времени (TTRO-MUSIC, Truncated Time Reversal Operator – Multiple Signal Classification) для точной экспериментальной локализации источника внешней ПИМ.

Экспериментальные результаты демонстрируют погрешность локализации в 0,12 длин волны, в то время как, полно-волновое моделирование позволяет достичь погрешности 0,07 длин волны.

Авторам исследования [8] удалось предложить инновационный метод каскадной классификации множественных сигналов с обращением во времени (CTR-MUSIC, Cascaded Time-Reversal – Multiple Signal Classification), обеспечивающий точную идентификацию источников ПИМ на печатных платах.

В работе [9] представлен новый метод локализации внутренних источников ПИМ в коаксиальных радиочастотных кабелях, основанный на усовершенствованных многоволновых линейках (EMWR, Enhanced Multiwavelength Rulers). Метод обеспечивает высокоточную стабильную локализацию источника ПИМ в коаксиальных радиочастотных кабелях со средней погрешностью локализации 4 мм.

**Поведенческое моделирование ПИМ.** Поведенческое моделирование ПИМ выходит за рамки стандартного анализа нелинейностей, предлагая решения для сложных практических задач. Наряду с классическими моделями с памятью – Вольтерра, полиномы с памятью (MP, Matrix Polynomial), обобщенные полиномы с памятью (GMP, Generalized Matrix Polynomial), так и без памяти – модели Салеха и Раппа [2], развиваются специализированные подходы.

Исследование [10] предлагает модель на основе эквивалентной схемы и метода конечных элементов для прогнозирования уровней ПИМ, вызванной изгибом коаксиальных разъемов. Результаты моделирования подтверждаются измерениями.

Также, существуют попытки моделирования ПИМ при помощи нейросетевых моделей. Так, авторы работы [11] разработали модель сверточной нейронной сети с долгой краткосрочной памятью и фильтрами с конечной импульсной характеристикой (CNN-LSTM-FIR, Convolutional Neural Network – Long Short-Term Memory – Finite Impulse Response) для моделирования внешней ПИМ, учитывая эффекты памяти. Эксперименты показывают высокое качество моделирования ПИМ.

**Подавление и компенсация ПИМ.** Компенсация ПИМ, будучи тесно связанной с поведенческим моделированием, может разрабатываться и независимо, поскольку структура компенсационной модели не обязана в точности отражать физическую природу явления. Выделяют три основных направления подавления и компенсации ПИМ: в восходящей линии связи, в нисходящей линии связи и инженерно-конструкторские методы.

Методы восходящей линии связи основаны на принципах адаптивной фильтрации, где модель ПИМ представляется в виде нелинейной параметрической функции от сигнала нисходящей линии [2].

Методы нисходящей линии связи нацелены на устранение самой причины возникновения внешней ПИМ путём формирования излучения, минимизирующего возбуждение внешних нелинейных источников [12].

Инженерно-конструкторские методы предлагают новые технологические и схемотехнические решения для производства оборудования и материалов, а также структурные модификации систем, предотвращающие возникновение ПИМ.

Однако, данные подходы неприменимы для борьбы с внешней ПИМ, обусловленной факторами окружающей среды.

Ряд современных экспериментальных исследований [4, 6, 13-15] посвящён проблеме компенсации именно внешней ПИМ. В этих работах прослеживается поэтапное развитие моделей компенсации – от одноантенной системы с частотным разделением каналов (FDD), подверженной воздействию одиночного источника помех, до FDD MIMO систем с множественными источниками ПИМ.

В исследовании [13] был проанализирован цифровой метод компенсации внешней ПИМ для одиночного приёмопередающего тракта и предложены три модели компенсации на основе базисных функций, различающиеся источником опорного сигнала в цепи передатчика и, как следствие, точностью моделирования.

Авторы работы [6] расширили задачу компенсации до сценариев MIMO с двумя передатчиками, одним источником ПИМ и четырьмя активными компонентными несущими. Это первое исследование, в котором моделирование и компенсации внешней ПИМ были распространены на MIMO-систему с более чем двумя несущими. В работе протестирован подход на основе базисных функций и предложен метод использования канальных коэффициентов для снижения вычислительной сложности.

В последующей работе [4] те же авторы предложили метод, позволяющий минимизировать объём необходимых вычислений для компенсации произвольного количества источников ПИМ. Ключевая идея заключается в использовании отдельного блока генерации базисных функций для каждого компенсируемого источника.

Модель из [4] была обобщена в [15] для поддержки произвольного количества параллельных пространственных потоков в MIMO и учёта потенциальных эффектов памяти канала с помощью каскадной модели Винера-Хаммерштейна. Нелинейный отклик в данной модели реализован с помощью таблицы поиска со сплайн-интерполяцией, а адаптация параметров осуществляется на основе метода наименьших квадратов.

### Описание проблемы

Несмотря на большое разнообразие существующих методов подавления внешней ПИМ [2, 12, 16, 17], большинство работ используют подход, основанный на компенсационных моделях, где структура модели основывается на упрощённом физическом механизме возникновения ПИМ и не может быть интерпретирована физически.

Тестирование этих моделей требует измерений на реальном оборудовании, что для большинства исследователей недоступно. Существующие методы, особенно в MIMO системах, не предлагают детального подхода к прямому физическому моделированию внешней ПИМ. Так, авторы [4, 6, 13-15] указали, что им не известны какие-либо работы, явно направленные на моделирование внешней ПИМ в FDD MIMO системах.

Стоит отметить, что многие существующие публикации, касающиеся внешней ПИМ, описывают только методы подавления в системах с двумя приёмопередающими трактами, не рассматривая большее их число [4, 15]. Этого недостаточно для комплексного тестирования MIMO системы.

В работе [12] были рассмотрены более сложные системы, включающие несколько приёмопередающих цепей. Но, к сожалению, результаты подобных работ трудно воспроизвести, поскольку в открытых источниках отсутствуют как данные, использованные при симуляциях, так и исходные коды для моделирования.

Следовательно, разработка единой физической модели, которая позволяет реалистично моделировать явление внешней ПИМ в FDD MIMO системах, является важным направлением как с теоретической, так и с прикладной точек зрения.

**Вклад авторов**

В отличие от наших предыдущих работ [18] и [19], где подтверждается состоятельность метода искусственной генерации внешней ПИМ, в данной статье рассматриваются результаты моделирования только для MIMO системы с 16 приёмопередающими цепями, а в качестве нелинейного элемента используется модель Шокли для диода. Для компенсации ПИМ используется метод канальных коэффициентов. Представлены результаты компенсации ПИМ для одного и нескольких источников.

Представленная модель обладает следующими возможностями:

- модель позволяет генерировать произвольное количество внешних точечных источников ПИМ на основе произвольной структуры прямоугольной антенной решётки;

- реалистичность моделирования источников обеспечивается использованием физически обусловленной нелинейной модели, основанной на уравнении Шокли для полупроводникового диода;

- модель учитывает эффекты ближней, дальней зоны и поляризационные эффекты благодаря применению модели дипольной антенны в ближней зоне;

- тестирование методов подавления ПИМ как в нисходящем, так и в восходящем канале связи.

В данной работе применяется эквивалентное низкочастотное моделирование сигнала [20]. Для генерации сигнала внешней ПИМ сначала задаётся количество источников и параметры для каждой точки, такие как координаты и параметры нелинейности. Затем, на основе координат, геометрических размеров элементов антенны, мощности передатчика и частоты излучаемого сигнала рассчитывается напряжённость электрического поля, создаваемого антеннами в точках расположения нелинейных источников ПИМ. Напряжённость поля наводит электродвижущую силу на каждом таком элементе. Под воздействием этой электродвижущей силы в нелинейном элементе возникает ток, спектр которого из-за нелинейных искажений содержит интермодуляционные составляющие на частоте ПИМ. Затем, в соответствии с принципом взаимности, рассчитывается переизлучённое поле источника ПИМ элемента, работающего как вторичный источник. Для этого расчёта используется волновое число, соответствующее частоте ПИМ, попадающей в рабочий диапазон частот приёмника.

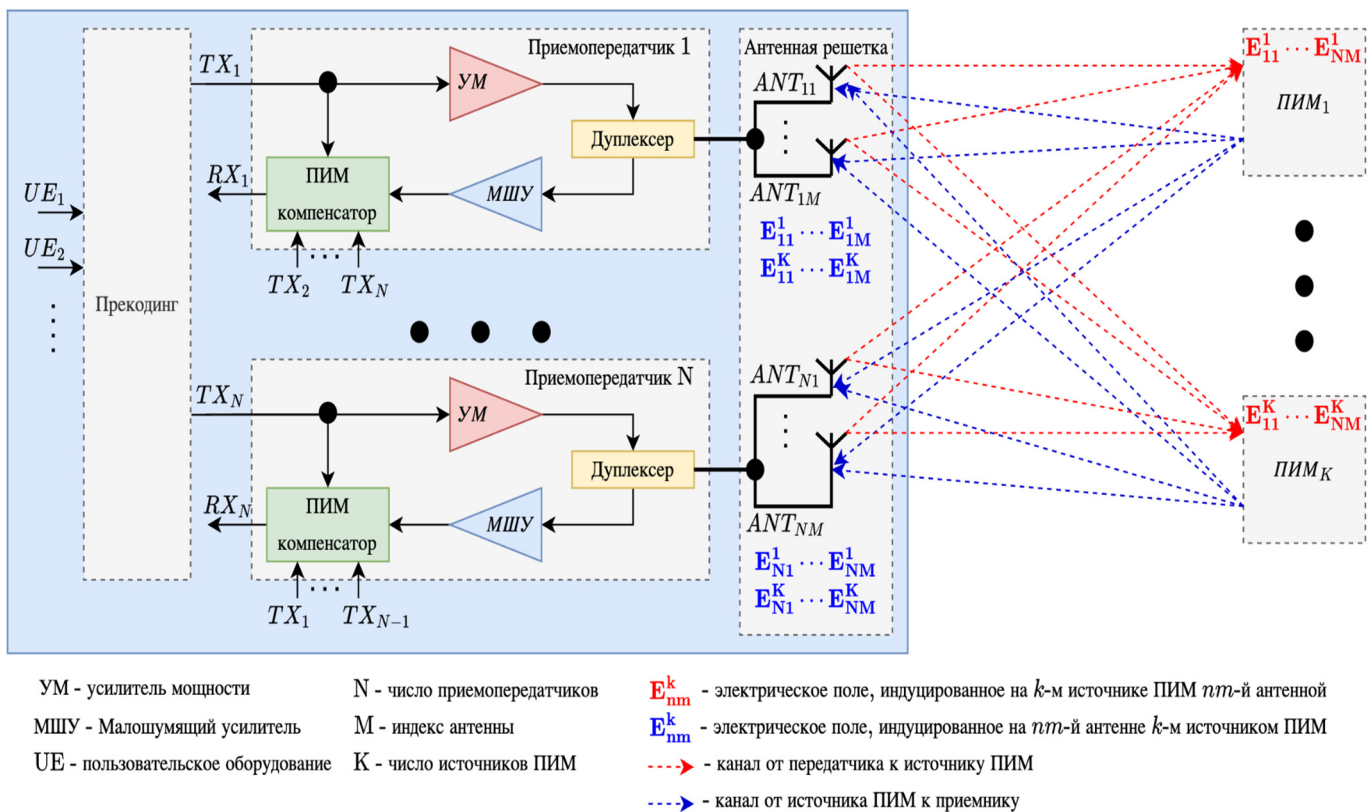


Рис. 3. Генерация внешней ПИМ

### Генерация внешней ПИМ

Переизлучённое поле распространяется в сторону приёмной антенны, наводя ПИМ в приёмном тракте.

Генерация ПИМ состоит из следующих этапов, проиллюстрированных на рисунке 3:

- 1) Определение параметров сценария моделирования;
- 2) Генерация сигнала с ортогональным частотным разделением (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) сигнала для МИМО системы;
- 3) Распространение сигнала между антенной решёткой и источниками внешней ПИМ в направлении источников;
- 4) Генерация внешней ПИМ: ПИМ возникает после возбуждения внешних источников;
- 5) Распространение сигнала между источниками внешней ПИМ и антенной решёткой в направлении от источников. В этом случае все внешние источники ПИМ являются вторичными источниками излучения. ПИМ индуцируется от всех источников во всех приёмных антеннах согласно принципу суперпозиции;
- 6) Расчёт результирующего принятого сигнала в диапазоне рабочих частот приёмника.

### Модель одиночной антенны

Существует несколько основных подходов моделирования электрического поля антенны: изотропные, дипольные (малые, конечной длины и бесконечно малые) и на основе функции Грина.

Изотропная антенна может использоваться для моделирования базовых эффектов. Преимуществом метода является его простота, но при его помощи невозможно описать эффекты поляризации и реалистичное (неизотропное) распределение электрического поля антенны.

Модель дипольной антенны требует более сложных вычислений. Наличие аналитических выражений для диполей различных размеров позволяет непосредственно вычислять электрическое и магнитное поля антенны в заданной точке пространства. Оно может быть рассчитано как функция параметров антенны и расстояния от антенны до точки наблюдения в локальной системе координат [21]. Несмотря на то, что эти аналитические выражения основаны на упрощениях относительно размера антенны и распределения тока в ее объеме (линейное, треугольное или синусоидальное), они позволяют учесть поляризацию и основные эффекты ближней/дальней зон, зависящие от формы антенны.

Подход на основе функций Грина позволяет с наиболее точно получить электрическое поле для антенны любого размера, формы и распределения тока в ее объеме. Однако, каждая точка требует вычислительно затратных расчётов, что ограничивает применимость метода.

В данном исследовании применяется модель дипольной антенны конечной длины с бесконечно малым радиусом проводника. Распределение тока вдоль антенны полагается синусоидальным. Дипольная антенна ориентирована вдоль вертикальной оси  $z$ . Электрическое поле на каждой частоте может быть рассчитано в цилиндрических координатах следующим образом [21]:

$$\begin{cases} E_\rho(f) = j \frac{\eta_0 l I}{4\pi\rho} \left[ \Delta z_1 \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \Delta z_2 \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2z \cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right] \\ E_\phi(f) = 0 \\ E_z(f) = j \frac{\eta_0 l I}{4\pi\rho} \left[ \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2\cos\left(\frac{kl}{2}\right) \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right] \end{cases}, \quad (1)$$

где  $E_\rho, E_\phi, E_z$  – компоненты электрического поля в цилиндрической системе координат,  $r$  – расстояние до точки наблюдения,  $\eta_0$  – импеданс свободного пространства,  $I$  – комплексная амплитуда тока, питающего антенну,  $k$  – волновое число на частоте  $f$ . Вспомогательные величины для расчёта электрического поля  $\rho, \Delta z_1, \Delta z_2$  могут быть получены следующим образом:  $\rho = x^2 + y^2$ ;  $\Delta z_1 = z - \frac{l}{2}$ ;  $\Delta z_2 = z + \frac{l}{2}$ , где  $x, y, z$  – координаты точки наблюдения в декартовой системе координат, а  $l$  – длина антенны.

Такой подход к моделированию позволяет избежать затратных вычислений и обеспечивает соответствие реалистичной антенне. Эффекты, связанные с влиянием магнитных полей, считаются пренебрежимо малыми.

Средний ток, питающий антенну, можно рассчитать по закону Ома:

$$I_{avg} = \sqrt{\frac{P}{Z}}, \quad (2)$$

где  $P$  – излучаемая мощность (одинаковая для каждой антенны), а  $Z$  – входной импеданс антенны. Предполагается, что все антенны одинаковы, а их взаимодействие пренебрежимо мало. Тогда, мгновенное значение входного тока можно рассчитать следующим образом:

$$I = I(t) = U_{TX}(t) I_{avg}, \quad (3)$$

где  $U_{TX}(t)$  – амплитуда сигнала, излучаемого антенной в момент времени  $t$ . Нормализация комплексной огибающей передаваемого сигнала для поддержания соотношений излучаемых мощностей выполняется в соответствии с условием  $E(|U_{TX}(t)|^2) = 1$  для каждой цепи передатчика отдельно.

### Модель внешнего источника ПИМ

Типичная антенная решётка МИМО состоит из рядов и столбцов двух поляризационных антенных элементов, с совмещённым фазовым центром. Чтобы учесть поляризационные свойства, такую решётку можно моделировать как набор скрещённых дипольных антенн. Вся решётка разделена на элементарные ячейки. Каждая ячейка подключена к двум приёмопередающим радиотрактам, по одной на каждую поляризацию.

Даже если антенная решётка состоит из идентичных антенных элементов, их токовые распределения могут отличаться от распределений в отдельной антенне из-за эффекта взаимного влияния. В текущей работе эффект взаимного влияния пренебрежимо мал. Распределение плотности тока на  $i$ -м элементе антенной решётки рассчитывается как:

$$J_i = I_i J(\mathbf{r} - \mathbf{r}_i), \quad (4)$$

где  $I_i$  – комплексная амплитуда тока, питающего  $i$ -й элемент антенной решётки,  $J_i$  – распределение плотности тока в локальной системе координат антенной решётки,  $\mathbf{r}, \mathbf{r}_i$  – радиус-

вектор для точки наблюдения и положение  $i$ -й антенны в глобальной системе координат соответственно. Полученное распределение плотности тока  $J_i$  (4) создает электрическое поле  $E_i$  в точке наблюдения на частоте  $f$ , которое можно рассчитать по уравнению (1) следующим образом (также, необходимо произвести преобразование поля из цилиндрических в декартовы координаты):

$$E_i(f, J_i) = E_{x,y,z}(f, \Delta r), \quad (5)$$

где  $E_{x,y,z}$  – поле в декартовой системе координат. Тогда, суммарное электрическое поле  $E(f, r)$ , создаваемое элементами антенной решётки  $N_{TX}$  в точке наблюдения  $r$ , можно представить в виде суперпозиции полей отдельных элементов антенной решётки с учётом возбуждающих токов:

$$E(f, r) = \sum_{i=0}^{N_{TX}-1} I(f) E_i(f, J_i) \quad (6)$$

Согласно принципу взаимности, уравнение (1) можно использовать для расчёта как прямого электрического поля  $E(f_{TX}, r)$  в месте расположения источника ПИМ, так и обратного электрического поля  $E(f_{RX}, r)$  в месте расположения антенн, где  $f_{TX}$  и  $f_{RX}$  – частоты передатчика и приёмника соответственно. Таким образом, уравнения (5) и (6) позволяют перейти рассчитать суммарное электрическое поле, создаваемое в точки наблюдения всеми элементами антенной решётки.

**Излучаемое электрическое поле.** Суммарное поле, возбуждающее источник ПИМ, можно представить как проекцию вектора ориентации источника ПИМ  $p = p(p_x, p_y, p_z)$ ,  $|p| = 1$  и вектора электрического поля в  $E(f_{TX}, r)$  в данной точке как:

$$E_{||}(f_{TX}, r) = E(f_{TX}, r) \cdot p, \quad (7)$$

Эффективное индуцированное напряжение в точке наблюдения пропорционально амплитуде сигнала антенны, а также индуцированному электрическому полю, полученному из уравнения (7):

$$U_{eff}(f_{TX}) \propto U_{TX} E_{||}(f_{TX}, r), \quad (8)$$

**Нелинейное преобразование.** Поскольку нелинейные искажения гораздо проще описываются во временной области, опишем эффективное индуцированное напряжение следующим образом. Обозначим дискретные время и частоту как  $t_n$  и  $f_{TX}(k)$  соответственно, где  $n, k \in [0, \dots, N-1]$ , а  $N$  – число выборок. Эффективное напряжение, индуцированное в источнике ПИМ (8), можно представить как обратное дискретное преобразование Фурье от напряжения на каждой частоте:

$$U_{eff}[t_n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} U_{eff}[f_{TX}(k)] e^{j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad (9)$$

Напряжение после нелинейного искажения рассчитывается в соответствии с дискретной нелинейной функцией  $F_{NL}$ , описывающей нелинейное искажение ПИМ, следующим образом:

$$U_{NL}[t_n] = F_{NL}(U_{eff}[t_n]), \quad (10)$$

Сигнал ПИМ в частотной области на каждой частоте рассчитывается как прямое дискретное преобразование Фурье искаженного сигнала:

$$U_{PIM}[f_{RX}(k)] = \sum_{n=0}^{N-1} U_{NL}[t_n] e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}, \quad (11)$$

где  $f_{RX}(k)$  – дискретная частота приёмника. Стоит отметить, что индуцированное эффективное напряжение рассчитывается для частот передатчика, в то время как сигнал ПИМ анализируется для приёмных частот.

Таким образом, уравнения (9)-(11) позволяют провести нелинейное преобразование во временной области.

**Принимаемое электрическое поле.** Поле излучения в обратном направлении может быть представлено так же, как и для прямого пути (8), но на другой частоте (согласно принципу взаимности) и с учётом сигнала ПИМ (11). В этом случае сигнал, индуцированный на  $i$ -й приёмной антенне источником ПИМ, может быть рассчитан как:

$$U_i(f_{RX}) \propto U_{PIM}(f_{RX}) E_i(f_{RX}, J_i) \quad (12)$$

### Нелинейная модель

В зависимости от физической природы, нелинейные элементы могут быть подвержены эффекту памяти. Распространённым подходом моделирования является обобщенный полином с памятью GMP [22], задающий оператор нелинейности  $F_{NL}$  во временной области. Пусть на вход поступает эффективное напряжение  $U_{eff}[t_n]$ , тогда выход  $U_{NL}[t_n] = F_{NL}\{U_{eff}[t_n]\}$  выглядит следующим образом:

$$F_{NL} = \sum_{m \in M} \sum_{k \in K} \sum_{p=1}^P g_{mkp} U(t-m) |U(t-m-k)|^{p-1}, \quad (13)$$

где  $M, K$  – наборы целочисленных задержек сигнала,  $p > 1$  – порядок полинома, соответствующий порядку ПИМ (обычно  $p \in \{3; 5; \dots; P\}$ ),  $m, k, p$  – соответствующие индексы суммирования,  $g_{mkp}$  – комплексный амплитудный коэффициент,  $U$  – входной сигнал, а  $t$  – временной индекс.

### Нелинейная модель диода

В качестве нелинейного элемента, генерирующего ПИМ в экспериментальных установках, довольно удобно использовать полупроводниковый диод. Модель простейшего диода может быть описана уравнением Шокли:

$$I_D = I_S (e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1), \quad (14)$$

$I_D$  – ток диода,  $I_S$  – ток насыщения диода,  $V_D$  – напряжение на диоде,  $V_T$  – тепловое напряжение,  $n$  – коэффициент идеальности диода.

В общем случае, ПИМ возникает из-за нелинейной вольт-амперной характеристики (ВАХ) характеристике материала или контакта в цепи прохождения сигнала. Уравнение Шокли (14) описывает экспоненциальную нелинейность р-п-перехода, но аналогичная нелинейность может наблюдаться и в оксидированных контактах, микротрещинах и дефектах соединений, полупроводниковых включениях в металлических переходах. Таким образом, нелинейность, подобная диодной, может порождать интермодуляционные продукты. Например, в работе [23] при анализе ПИМ в коаксиальных соединителях отмечают, что наблюдаемая функция зависимости тока от напряжения может быть описана через экспоненциальные функции.

В работе [24] разработана аналитическая формула, построенная на базе нелинейной ВАХ характеристики. Авторы подтверждают, что исходя из спектра экспоненциальной нелинейности,

можно получить точные оценки мощности ПИМ третьего порядка. В работе [25] были предложены модели, учитывающие экспоненциальные нелинейности, похожие на модель Шокли. С их помощью успешно удалось спрогнозировать уровни интермодуляционных сигналов для широкополосных систем.

Таким образом, уравнение Шокли (14) может использоваться для моделирования ПИМ-источников, поскольку оно описывает экспоненциальную нелинейность, аналогичную наблюдаемой в реальных неоднородностях и позволяет предсказывать интермодуляционные продукты через разложение в ряд. Однако, для точного количественного анализа требуются более сложные модели, учитывающие распределенные параметры нелинейностей, зависимость от частоты, влияние внешних факторов и другие нелинейные эффекты, например, туннелирование.

Структура антенной решетки: скрещенные диполи, 16 приемопередатчиков

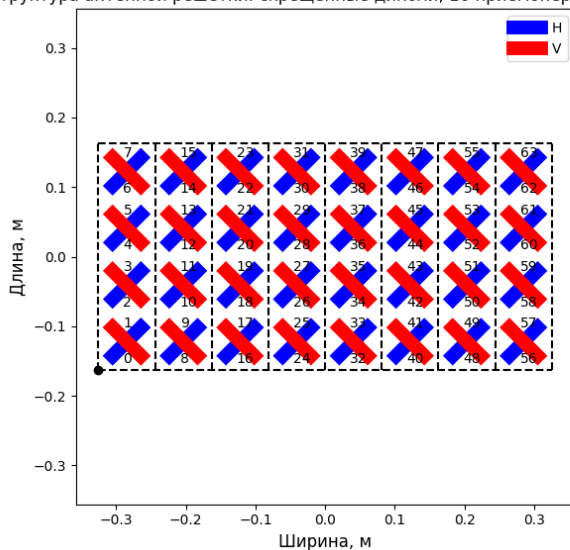


Рис. 4. Структура антенной решётки с 16 приёмопередающими цепями: каждая состоит из 8 ячеек, ячейка содержит 2 канала (две поляризации), каждый канал содержит по 4 антенны

### Результаты моделирования

В качестве компенсатора ПИМ используется метод канальных коэффициентов [4]. Канальные коэффициенты представляют собой адаптивные веса, которые описывают пути передачи сигнала от передатчика к источнику ПИМ и от источника ПИМ к приёмнику (для каждой несущей отдельно). Базисные функции формируются из нелинейных комбинаций комплексных огибающих несущих. Для расчёта коэффициентов базисных функций используется метод наименьших квадратов.

### Сценарии моделирования

Моделирование происходит в диапазоне 5G NR n3 [26], как показано на рисунке 1. Две несущие с шириной полосы пропускания 5 МГц каждая расположены на частотах 1819,0 и 1866,5 МГц соответственно.

Их интермодуляционные продукты находятся на центральной частоте 1771,5 МГц (т. е. -71,25 МГц относительно центральной частоты несущих).

Таблица 1

Параметры генерации OFDM сигнала

Параметр	Значение
Ширина несущей, МГц	5,0
Частота несущей 1, МГц	1819,0
Частота несущей 2, МГц	1866,5
Частота дискретизации в основной полосе, МГц	7,68
Размер быстрого преобразования Фурье (БПФ)	512
Количество поднесущих частот в каждой несущей	300
Обучающая последовательность	131072
Тестовая последовательность	65536
Число случайных запусков для усреднения	1000

Для возможности компенсации ПИМ, частота дискретизации передаваемых и принятых сигналов повышается в 16 раз. Данные разделены на два набора: 131072 отсчётов – обучающая выборка и 65536 отсчётов – тестовая выборка. В таблице 1 обобщены параметры, используемые для генерации сигнала (стандартные для сигнала FDD OFDM с двумя несущими с шириной полосы 5 МГц [27]).

Нелинейность для генерации ПИМ, согласно модели Шокли, следует структуре (14) с параметрами:  $I_S = 10^{-12}$  А,  $n = 1$ ,  $U_T = 25$  мВ. При этом применяются два встречно включённых диода. Анализ такого включения будет представлен в результатах моделирования ниже. Нелинейная модель алгоритма компенсации следует уравнению (13) со следующими параметрами источника ПИМ:  $P = \{3; 5\}$ ,  $M = \{-2; -1; 0; 1; 2\}$ ,  $K = \{-1; 0; 1\}$ . Ориентация источника ПИМ  $p$  выбирается случайным образом для каждого сценария.

Общий уровень ПИМ искусственно масштабирован до значения 20 дБ над уровнем шума. Предполагается, что каждая приёмопередающая антенна имеет импеданс 50 Ом и среднюю мощность излучения 37 дБм. Согласование с трактом приёмопередатчика предполагается идеальным.

Рассмотрены два сценария расположения внешних источников ПИМ:

**Сценарий 1.** Один внешний источник ПИМ расположен напротив центра антенной решётки на расстоянии 0,5 м в координатах  $r: \{0; 0; 0,5\}$  м.

**Сценарий 2.** Три внешних источника ПИМ расположены перед антенной решёткой на расстоянии 0,25 м друг от друга вдоль оси  $x$  и на расстоянии 0,5 м от антенной решётки в координатах  $r: \{-0,25; 0; 0,5\}, \{0; 0; 0,5\}, \{0,25; 0; 0,5\}$  м.

Оба сценария были протестированы для MIMO системы с антенной решёткой, имеющей 16 приёмопередающих цепей, показанной на рисунке 4. Антенная решётка состоит из 8 элементарных ячеек. Пунктирные линии обозначают границы элементарных ячеек. Элементарная ячейка содержит 2 канала (ортогональные поляризации). Каждый канал содержит 4 антенны. Каждая из антенн – полуволновой диполь.

Мощность сигнала от каждого канала делится поровну между всеми антеннами в пределах элементарной ячейки.

Расстояние между антеннами составляет половину длины волны несущей частоты сигнала (средняя между двумя несущими).

**Компенсация внешней ПИМ в системе 16TR**

**Компенсация одного источника ПИМ.** Рисунок 5 иллюстрирует способность алгоритма компенсировать ПИМ в сценарии 1, а также показывает сходимость алгоритма. Количество нелинейных ветвей в алгоритме компенсации ПИМ равно 1 (поскольку количество источников ПИМ также равно 1).

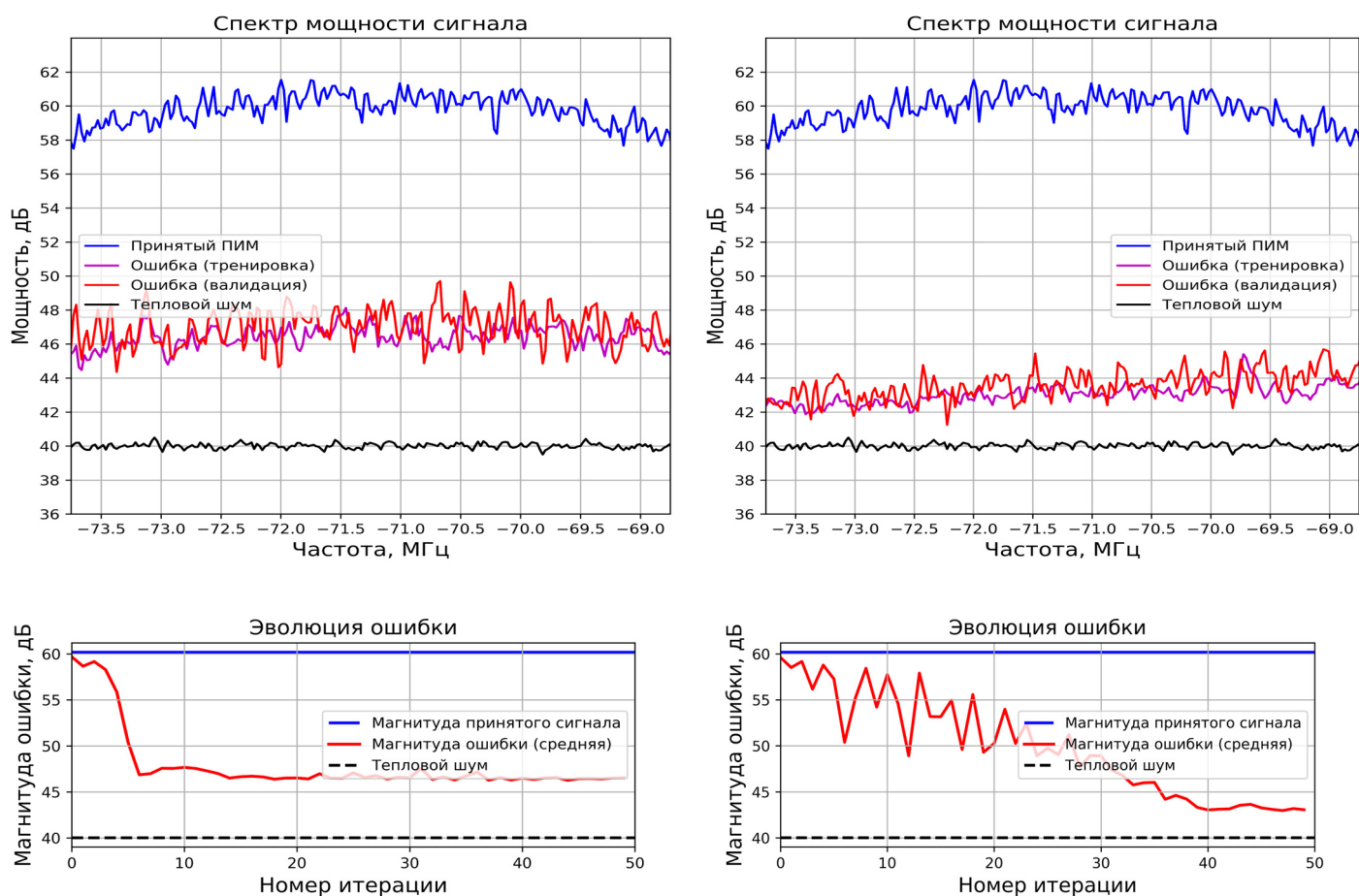
Для сравнения приведено два варианта алгоритма компенсации. Первый учитывает только нелинейные продукты 3-го порядка (слева), второй учитывает нелинейные продукты и 3-го и 5-го порядков (справа).

В обоих случаях после полной сходимости алгоритма

остаётся остаточная ПИМ. Глубина подавления ПИМ составляет 13 дБ относительно уровня шума в первом случае (при учёте только продуктов интермодуляции 3-го порядка) и 18 дБ во втором (при учёте продуктов интермодуляции 3-го и 5-го порядков). Исходный уровень ПИМ был масштабирован до 20 дБ к шуму.

**Компенсация нескольких источников ПИМ.** Глубина подавления ПИМ для сценария 2, а также кривые сходимости показаны на рисунке 6. Количество нелинейных ветвей для моделирования ПИМ равно 3 (количество нелинейных ветвей соответствует количеству источников ПИМ). В обоих случаях после полной сходимости алгоритма остаётся остаточная ПИМ.

Глубина подавления ПИМ составляет 10 дБ относительно уровня шума в первом случае (при учёте только продуктов интермодуляции 3-го порядка) и 12 дБ во втором (при учёте продуктов интермодуляции 3-го и 5-го порядков).



**Рис. 5.** Результаты компенсации одного источника внешней ПИМ: спектр и кривые сходимости. Слева – учёт продуктов порядка 3, справа – 3, 5

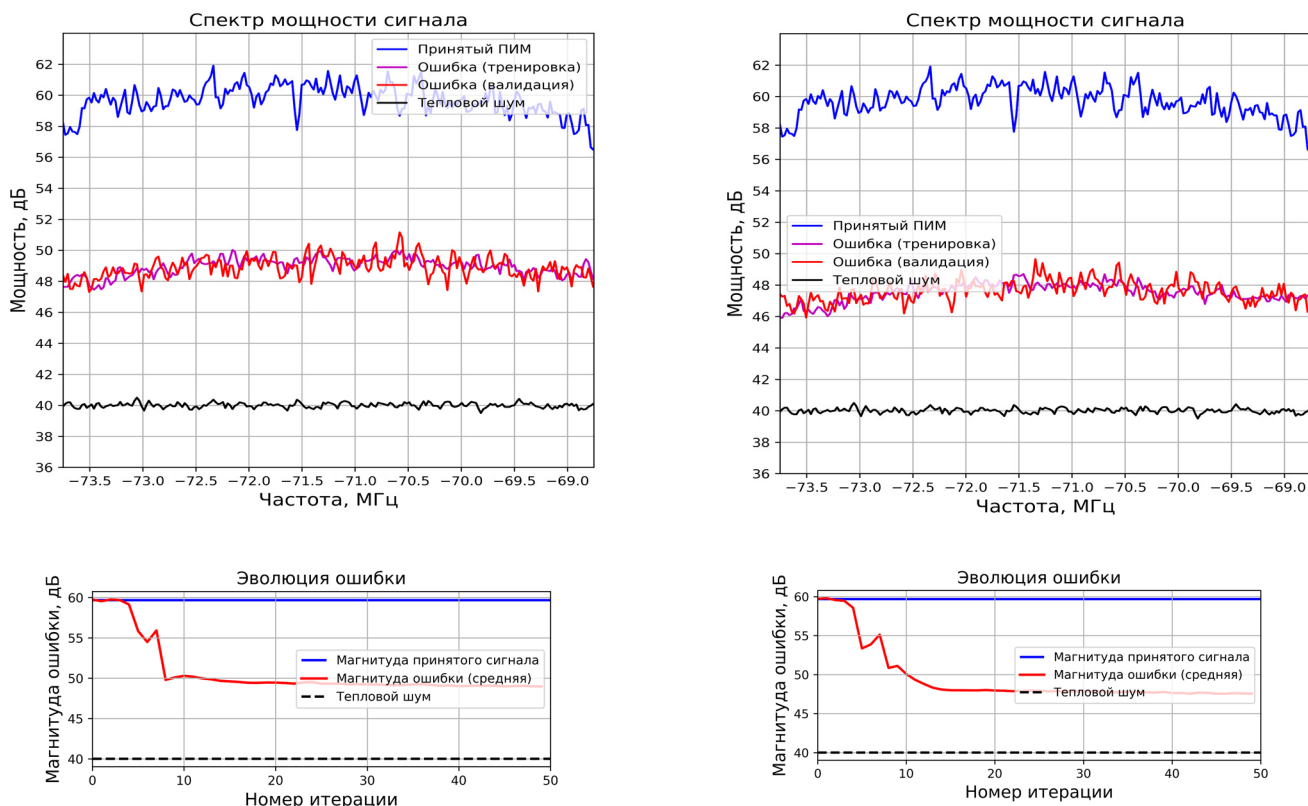


Рис. 6. Результаты компенсации трёх источников внешней ПИМ: спектр и кривые сходимости. Слева – учёт продуктов порядка 3, справа – 3, 5

### Обсуждение результатов

В данной статье предлагается физическая модель точечных нелинейных источников, подобных полупроводниковому диоду, для моделирования ПИМ в FDD MIMO системах. На основе модели генерируется искусственный сигнал внешних источников ПИМ и исследуются возможности его компенсации при помощи нелинейных моделей различного порядка.

Согласно результатам компенсации, проведённым для одного и нескольких источников ПИМ, видно, что полиномиальная модель более высокого порядка лучше справляется с задачей компенсации, давая относительный прирост 5 дБ в сценарии 1 и 2 дБ в сценарии 2. Прирост объясняется тем, что в сигнале, сгенерированном при помощи экспоненциальной нелинейности одновременно присутствует множество нелинейных компонент различного порядка. Уравнения Шокли (14) для встречно-параллельно включенных диодов могут быть записаны в виде:

$$I_{D1}(V_{D1}) = I_S(e^{\frac{V_{D1}}{nV_T}} - 1) \text{ и } I_{D2}(V_{D2}) = -I_S(e^{\frac{V_{D2}}{nV_T}} - 1) \quad (15)$$

При встречно-параллельном включении уравнение (15) можно переписать в виде:

$$I_D(V_D) = I_S \left( e^{\frac{V_D}{nV_T}} - e^{-\frac{V_D}{nV_T}} \right) = 2I_S \sinh \left( \frac{V_D}{nV_T} \right) \quad (16)$$

Слагаемые уравнения (16) могут быть разложены в ряд Тейлора:

$$e^{\frac{V_D}{nV_T}} = 1 + \frac{V_D}{nV_T} + \frac{1}{2!} \left( \frac{V_D}{nV_T} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left( \frac{V_D}{nV_T} \right)^3 + \frac{1}{4!} \left( \frac{V_D}{nV_T} \right)^4 + \frac{1}{5!} \left( \frac{V_D}{nV_T} \right)^5 + \dots$$

$$e^{-\frac{V_D}{nV_T}} = 1 - \frac{V_D}{nV_T} + \frac{1}{2!} \left( \frac{V_D}{nV_T} \right)^2 - \frac{1}{3!} \left( \frac{V_D}{nV_T} \right)^3 + \frac{1}{4!} \left( \frac{V_D}{nV_T} \right)^4 - \frac{1}{5!} \left( \frac{V_D}{nV_T} \right)^5 + \dots$$

Откуда:

$$I_D(V_D) = I_S \left( 2 \frac{V_D}{nV_T} + \frac{1}{3} \left( \frac{V_D}{nV_T} \right)^3 + \frac{1}{60} \left( \frac{V_D}{nV_T} \right)^5 \right) + \dots \quad (17)$$

Таким образом, согласно уравнению (17), в нелинейных продуктах ПИМ диода содержатся все компоненты нечётных порядков, что усложняет задачу полной компенсации. Полином с памятью 3 порядка может подавить основную компоненту 3 порядка в сигнале, но модель 5 порядка может дополнительно скомпенсировать остаточную компоненту 5 порядка. Последующее усложнение компенсационной модели может привести к еще большему улучшению качества компенсации. Наблюдаемое повышение глубины подавления ПИМ с повышением порядка компенсационной модели качественно согласуется с наблюдениями, зафиксированными в работах [4] и [15].

Относительное ухудшение результатов при компенсации трёх источников ПИМ вместо одного объясняется усложнением ландшафта функции потерь модели и требует дополнительной модификации адапционного алгоритма.

### Заключение

В данной работе предложен физически обоснованный подход к моделированию внешних источников ПИМ в FDD MIMO системах 5G. Метод позволяет отказаться от вычислительно затратного полного электромагнитного моделирования и от большого числа аппаратных экспериментов, сохраняя при этом физическую интерпретируемость: поле излучения антенной решётки описывается моделью тонкопроволочного диполя конечной длины с учётом ближней и дальней зон, а нелинейность внешнего источника ПИМ аппроксимируется уравнением Шокли для диода.

Практическая ценность предложенного подхода состоит в возможности проектировать и тестировать алгоритмы подавления ПИМ без доступа к оборудованию базовой станции и в перспективе использовать модель для извлечения реальных нелинейных характеристик из измеренных данных. Дальнейшая работа состоит в учёте распределённых (не точечных) источников и взаимного влияния элементов решётки, в расширении нелинейной части модели с учётом частотно-зависимых эффектов и эффектов памяти, а также валидацией на натуральных измерениях.

### Литература

- 3GPP. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies (Release 18): тех. отч. / 3GPP. 2024. TR 38.913, v18.0.0 (2024-05).
- Ahmed T., Kiayani A., Shubair R.M., Yanikomeroglu H. Overview of Passive Intermodulation in Modern Wireless Networks: Concepts and Cancellation Techniques // IEEE Access. 2023. Т. 11. С. 128337-128353.
- Chen W., Lin X., Lee J. и др. 5G-Advanced Toward 6G: Past, Present, and Future // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2023. Т. 41, № 6. С. 1592-1619.
- Lampu V., Anttila L., Turunen M. и др. Air-Induced Passive Intermodulation in FDD MIMO Systems: Algorithms and Measurements // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2023. Т. 71, № 1. С. 373-388.
- Krikunov S., Bychkov R., Blagodarnyi A., Ivanov A. Clustering and Fitting to Reduce PAPR in Multi-User OFDM Systems // 2023 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). 2023. С. 1-6.
- Lampu V., Anttila L., Turunen M. и др. Air-Induced PIM Cancellation in FDD MIMO Transceivers // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2022. Т. 32, № 6. С. 780-783.
- Cheng Z.-H., Liang F., Zhao D., Wang B.-Z. Localization of the Radiated- PIM Source Based on the Truncated Time Reversal Operator-MUSIC Imaging: An Experimental Validation // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2024. Т. 23, № 11. С. 3967-3971.
- Cheng Z.-H., Li X.-J., Liu S.-Y. и др. Cascaded Time-Reversal MUSIC Approach for Accurate Location of Passive Intermodulation Sources Activated by Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2023. Т. 71, № 11. С. 8841-8853.
- Zhang Q., Ning C., Dong A. и др. Passive Intermodulation Localization Based on Enhanced Multiwavelength Rulers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2025. С. 1-10.
- Luo J., Gao J., Zhuang W., Wang Z. Modeling of Passive Intermodulation Induced by Concentrated Current Density in Bent Coaxial Connectors // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2024.
- Lin H., Ma H., Yang J., Liu J. Air-Induced Passive Intermodulation Modeling Method Based on CNN-LSTM-FIR Neural Network // 2024 5th Information Communication Technologies Conference (ICTC). 2024. С. 12-17.
- Ye Z., Zhu X., Zhang X., Zhang Y. External Passive Intermodulation Suppression by Near-Field Downlink Beamforming // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2024. Т. 72, № 4. С. 2355-2367.
- Lampu V., Anttila L., Turunen M. и др. Air-Induced Passive Intermodulation in FDD Networks: Modeling, Cancellation and Measurements // 2021 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. 2021. С. 983-988.
- Lampu V., Anttila L., Turunen M. и др. Cascaded Models for Cancellation of Air-Induced Passive Intermodulation in MIMO Transceivers // 2023 57th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. 2023. С. 398-404.
- Lampu V., Anttila L., Turunen M. и др. Cancellation of Air-Induced Passive Intermodulation in FDD MIMO Systems: Low-Complexity Cascade Model and Measurements // 2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2023. 2023. С. 33-36.
- Zhang Y., Zhu X., Cao J., Jiang Y. Far-Field Uplink Oblique Projection for Near-Field External Passive Intermodulation Suppression in Massive MIMO Systems // GLOBECOM 2024 – 2024 IEEE Global Communications Conference. 2024. С. 2761-2766.
- Degtyarev A.A., Bakhordin N.V., Maslovskiy A.Y., Bakhurin S.A. Brief Research of Traditional and AI-based Models for IMD2 Cancellation // 2024 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS). 2024. С. 1-7.
- Krikunov S., Zemlyakov V., Ivanov A. Physical Modelling and Cancellation of External Passive Intermodulation in FDD MIMO // 2024 IEEE International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). 2024. С. 102-107.
- Krikunov S., Zemlyakov V., Ivanov A. External PIM Modeling in FDD MIMO // IEEE Access. 2025. Т. 13. С. 86012-86025.
- Ye Y., Spina D., Deschrijver D., Bogaerts W., Dhaene T. Efficient Time-Domain Modeling and Simulation of Passive Bandpass Systems // 2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). 2019. С. 0992-0996.
- Balanis C. Antenna Theory: Analysis and Design. Wiley, 2015.
- Wang Y., Wei Y. Tensor-Based Model Reduction and Identification for Generalized Memory Polynomial // IEEE Transactions on Automation Science and Engineering. 2025. Т. 22. С. 12655-12667.
- Jin Q., Gao J., Flowers G.T., Wu Y., Xie G. Modeling of Passive Intermodulation with Electrical Contacts in Coaxial Connectors // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2018. Сент. Т. 66, № 9. С. 4007-4016.
- Li T., Zhang K., Jiang J. Passive intermodulation model and experimental verification of cascaded microwave devices // International Journal of Microwave and Wireless Technologies. 2017. Т. 9, № 7. С. 1481-487.
- Henrie J., Christianson A., Chappell W.J. Prediction of Passive Intermodulation from Coaxial Connectors in Microwave Networks // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2008. Т. 56, № 1. С. 209-216.
- 3GPP. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; 5G; NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone (Release 18): тех. отч. / 3GPP. 2025. TS 38.101-1, v18.9.0 (2025-04).
- 3GPP. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; 5G; NR; Physical channels and modulation (Release 18): тех. отч. / 3GPP. 2024. TS 38.211, v18.2.0 (2024-05).

## EXTERNAL PASSIVE INTERMODULATION MODELING AND CANCELLATION IN FDD MIMO

Stanislav A. Krikunov, Skolkovo Institute of Science and Technology, Moscow, Russia, [stanislav.krikunov@skoltech.ru](mailto:stanislav.krikunov@skoltech.ru)

Viacheslav V. Zemlyakov, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia, [vzemlyakov@sfnedu.ru](mailto:vzemlyakov@sfnedu.ru)

Andrey A. Ivanov, Skolkovo Institute of Science and Technology, Moscow, Russia, [an.ivanov@skoltech.ru](mailto:an.ivanov@skoltech.ru)

**Abstract**

In this work, we propose a physics-based model for the generation of external passive intermodulation (PIM) in Frequency Division Duplexing (FDD) systems employing Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) processing. External PIM can arise from nearby metallic objects with nonlinear characteristics (the "rusty-bolt" effect). The resulting intermodulation products may couple into the receiver chain and degrade uplink signals. Modeling and suppressing PIM in MIMO systems is challenging and typically demands extensive hardware experimentation. To overcome this limitation, we introduce an approach that replaces physical experiments with detailed physical modeling of the PIM generation process. The methodology comprises: simplified electromagnetic modeling of a rectangular antenna array built from finite-length thin-wire dipoles, with near-/far-field effects and polarization accounted for; calculation of signal propagation between the antenna array and nonlinear point sources; and description of the nonlinear current-voltage characteristic using the Shockley diode equation. Compensation of the artificially-generated PIM signal is performed via a channel-coefficient method with third- and fifth-order polynomial bases. The work examines compensation for one and three sources of external PIM. The study further indicates that a diode-type nonlinearity based on the Shockley equation can generate all odd-order PIM products, as increasing the order of the compensation model yields additional suppression gains. This aligns with experimental results reported in the literature. The practical value of the proposed framework is that it enables the design and testing of external-PIM suppression algorithms for FDD MIMO systems without the need for actual base-station hardware.

**Keywords:** MIMO, passive intermodulation (PIM), frequency division duplexing (FDD), orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), carrier aggregation (CA)

**References**

- [1] 3GPP, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies (Release 18)," 3GPP, Tech. Rep. TR 38.913, v18.0.0, May 2024.
- [2] T. Ahmed, A. Kiayani, R. M. Shubair and H. Yanikomeroglu, "Overview of Passive Intermodulation in Modern Wireless Networks: Concepts and Cancellation Techniques," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 128337-128353, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3333251.
- [3] W. Chen et al., "5G-Advanced Toward 6G: Past, Present, and Future," in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 41, no. 6, pp. 1592-1619, June 2023, doi: 10.1109/JSAC.2023.3274037.
- [4] V. Lampu, L. Anttila, M. Turunen, M. Fleischer, J. Hellmann and M. Valkama, "Air-Induced Passive Intermodulation in FDD MIMO Systems: Algorithms and Measurements," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 71, no. 1, pp. 373-388, Jan. 2023, doi: 10.1109/TMTT.2022.3219459.
- [5] S. Krikunov, R. Bychkov, A. Blagodarnyi, and A. Ivanov, "Clustering and Fitting to Reduce PAPR in Multi-User OFDM Systems," in *Proc. 2023 25th Int. Conf. Digital Signal Processing and its Applications (DSPA)*, Moscow, Russia, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/DSPA57594.2023.10113449.
- [6] V. Lampu, L. Anttila, M. Turunen, M. Fleischer, J. Hellmann, and M. Valkama, "Air-Induced PIM Cancellation in FDD MIMO Transceivers," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 32, no. 6, pp. 780-783, Jun. 2022, doi: 10.1109/LMWC.2022.3164718.
- [7] Z.-H. Cheng, F. Liang, D. Zhao and B.-Z. Wang, "Localization of the Radiated-PIM Source Based on the Truncated Time Reversal Operator-MUSIC Imaging: An Experimental Validation," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 23, no. 11, pp. 3967-3971, Nov. 2024, doi: 10.1109/LAWP.2024.3402974.
- [8] Z.-H. Cheng et al., "Cascaded Time-Reversal-MUSIC Approach for Accurate Location of Passive Intermodulation Sources Activated by Antenna Array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 11, pp. 8841-8853, Nov. 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3309372.
- [9] Q. Zhang, C. Ning, A. Dong, Z. Guo, Y. Yang and D. Zhao, "Passive Intermodulation Localization Based on Enhanced Multiwavelength Rulers," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, doi: 10.1109/TMTT.2025.3591370.
- [10] J. Luo, J. Gao, W. Zhuang, and Z. Wang, "Modeling of Passive Intermodulation Induced by Concentrated Current Density in Bent Coaxial Connectors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 72, no. 8, pp. 4457-4474, Aug. 2024, doi: 10.1109/TMTT.2024.3351193.
- [11] H. Lin, H. Ma, J. Yang and J. Liu, "Air-Induced Passive Intermodulation Modeling Method Based on CNN-LSTM-FIR Neural Network," *2024 5th Information Communication Technologies Conference (ICTC)*, Nanjing, China, 2024, pp. 12-17, doi: 10.1109/ICTC61510.2024.10602335.

- [12] Z. Ye, X. Zhu, X. Zhang, and Y. Zhang, "External Passive Intermodulation Suppression by Near-Field Downlink Beamforming," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 72, no. 4, pp. 2355-2367, Apr. 2024, doi: 10.1109/TMTT.2023.3318681.
- [13] V. Lampu, L. Anttila, M. Turunen, M. Fleischer, J. Hellmann, and M. Valkama, "Air-Induced Passive Intermodulation in FDD Networks: Modeling, Cancellation and Measurements," in *Proc. 2021 55th Asilomar Conf. Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, 2021, pp. 983-988, doi: 10.1109/IEEECONF53345.2021.9723205.
- [14] V. Lampu, L. Anttila, M. Turunen, M. Fleischer, J. Hellmann and M. Valkama, "Cascaded Models for Cancellation of Air-Induced Passive Intermodulation in MIMO Transceivers," *2023 57th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, 2023, pp. 398-404, doi: 10.1109/IEEECONF59524.2023.10476956.
- [15] V. Lampu, L. Anttila, M. Turunen, M. Fleischer, J. Hellmann, and M. Valkama, "Cancellation of Air-Induced Passive Intermodulation in FDD MIMO Systems: Low-Complexity Cascade Model and Measurements," in *Proc. 2023 IEEE/MTT-S Int. Microwave Symp. (IMS)*, San Diego, CA, USA, 2023, pp. 33-36, doi: 10.1109/IMS37964.2023.10188046.
- [16] Y. Zhang, X. Zhu, J. Cao and Y. Jiang, "Far-Field Uplink Oblique Projection for Near-Field External Passive Intermodulation Suppression in Massive MIMO Systems," *GLOBECOM 2024 - 2024 IEEE Global Communications Conference*, Cape Town, South Africa, 2024, pp. 2761-2766, doi: 10.1109/GLOBECOM52923.2024.10901341.
- [17] A. A. Degtyarev, N. V. Bakholdin, A. Y. Maslovskiy, and S. A. Bakhurin, "Brief Research of Traditional and AI-Based Models for IMD2 Cancellation," in *Proc. 2024 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, Chengdu, China, 2024, pp. 1-7, doi: 10.1109/PIERS62282.2024.10618176.
- [18] S. Krikunov, V. Zemlyakov, and A. Ivanov, "Physical Modelling and Cancellation of External Passive Intermodulation in FDD MIMO," in *Proc. 2024 IEEE Int. Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON)*, Novosibirsk, Russia, 2024, pp. 102-107, doi: 10.1109/SIBIRCON63777.2024.10758461.
- [19] S. Krikunov, V. Zemlyakov, and A. Ivanov, "External PIM Modeling in FDD MIMO," *IEEE Access*, vol. 13, pp. 86012-86025, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3570224.
- [20] Y. Ye, D. Spina, D. Deschrijver, W. Bogaerts, and T. Dhaene, "Efficient Time-Domain Modeling and Simulation of Passive Bandpass Systems," in *Proc. 2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Granada, Spain, 2019, pp. 992-996, doi: 10.1109/ICEAA.2019.8879314.
- [21] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2016.
- [22] Y. Wang and Y. Wei, "Tensor-Based Model Reduction and Identification for Generalized Memory Polynomial," in *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol. 22, pp. 12655-12667, 2025, doi: 10.1109/TASE.2025.3546774.
- [23] Q. Jin, J. Gao, G. T. Flowers, Y. Wu, and G. Xie, "Modeling of Passive Intermodulation With Electrical Contacts in Coaxial Connectors," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 9, pp. 4007-4016, Sep. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2838147.
- [24] T. Li, K. Zhang, and J. Jiang, "Passive Intermodulation Model and Experimental Verification of Cascaded Microwave Devices," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 9, no. 7, pp. 1481-1487, Sep. 2017, doi: 10.1017/S1759078717000186.
- [25] J. Henrie, A. Christianson, and W. J. Chappell, "Prediction of Passive Intermodulation From Coaxial Connectors in Microwave Networks," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 1, pp. 209-216, Jan. 2008, doi: 10.1109/TMTT.2007.912166.
- [26] 3GPP, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; 5G; NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone (Release 18)," 3GPP, Tech. Spec. TS 38.101-1, v18.9.0, Apr. 2025.
- [27] 3GPP, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; 5G; NR; Physical channels and modulation (Release 18)," 3GPP, Tech. Spec. TS 38.211, v18.2.0, May 2024.

#### Information about authors:

**Stanislav A. Krikunov**, Skolkovo Institute of Science and Technology, PhD student, Moscow, Russia

**Viacheslav V. Zemlyakov**, Southern Federal University, Professor, Rostov-on-Don, Russia

**Andrey A. Ivanov**, Skolkovo Institute of Science and Technology, Professor, Moscow, Russia