

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.6.10>

УДК: 621.396

ВЕКТОРНАЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВНЕШНЕЙ ПАССИВНОЙ ИНТЕРМОДУЛЯЦИИ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ СИСТЕМ MASSIVE MIMO С ЧАСТОТНЫМ ДУПЛЕКСОМ

В.В. Нестеренко¹, С.А. Крикунов², В.А. Ляшев¹

**¹Московский физико-технический институт
(национальный исследовательский университет),
141701, Московская область, г. Долгопрудный, Институтский переулок, д. 9.**

**²Сколковский институт науки и технологий,
121205, Москва, Большой бульвар, д. 30, стр. 1.**

Статья поступила в редакцию 2 июня 2026 г.

Аннотация. Внешняя пассивная интермодуляция, генерируемая нелинейными металлическими объектами в окружении базовой станции, является одним из основных факторов деградации чувствительности приёмника в массивных многоантенных системах с частотным разделением каналов. В большинстве работ источник интермодуляционной помехи рассматривается в приближении дальней зоны, что для крупногабаритных антенных решёток метрового размера приводит к существенным ошибкам, поскольку реальные источники зачастую находятся в излучающей ближней зоне решётки. Целью настоящей работы является построение строгой физической модели генерации внешней интермодуляционной помехи, корректно описывающей сферичность фазового фронта и индивидуальное амплитудное затухание поля для каждого излучателя решётки. Методологическую основу составляет координатно-независимый векторный метод расчёта поля излучателя конечной длины непосредственно

в глобальной декартовой системе координат, без матриц поворота и углов Эйлера. Для количественной оценки вклада различных пространственных эффектов проведён абляционный анализ, в котором поочерёдно отключаются учёт сферичности фазы и учёт неравномерности амплитуды по апертуре. Верификация модели выполнена в безэховой камере с применением шестнадцатипортовой антенной решётки на пяти физических сценариях, охватывающих сильный и слабый источники, две дистанции и три латеральных смещения. Показано, что предложенная модель воспроизводит измеренный пространственно-энергетический профиль помехи при сканировании луча с систематическим отклонением менее двух децибел для слабого источника и безошибочно локализует положение главного максимума. Отказ от учёта сферичности фазового фронта порождает ложное смещение максимума диаграммы и завышение боковых лепестков, а пренебрежение апертурным амплитудным затуханием критически искажает профиль помехи при смещении источника от центра решётки. Разработанная модель применима как высокоточный «цифровой двойник» для синтеза и тестирования алгоритмов пространственного подавления интермодуляционных помех.

Ключевые слова: пассивная интермодуляция; внешняя ПИМ; ближняя зона; зона Френеля; антенная решётка; массивная многоантенная система; частотный дуплекс; цифровой двойник; векторный метод; абляционный анализ; формирование луча; диполь конечной длины.

Автор для переписки: Нестеренко Владислав Витальевич,
nesterenko.vv@phystech.edu

Введение

Эволюция стандартов сотовой связи привела к ужесточению технических требований к радиосистемам. Для обеспечения высоких скоростей передачи данных и эффективного использования спектра в современных сетях повсеместно применяются массивные многоантенные системы (Massive MIMO) с агрегацией несущих (carrier aggregation, CA) [1,2,3]. При работе в режиме дуплекса с частотным

разделением (frequency-division duplex, FDD) приёмный и передающий каналы расположены в разных полосах частот, однако передача и приём осуществляются одновременно [4,5]. В таких условиях серьёзным вызовом становится явление внешней пассивной интермодуляции (ПИМ), часто называемое эффектом «ржавого болта» [6]. Оно возникает, когда нисходящие сигналы высокой мощности взаимодействуют с пассивными металлическими объектами, обладающими нелинейными свойствами (ограждения, монтажные кронштейны, кровельные конструкции), и порождают интермодуляционные продукты, попадающие в полосу приёма базовой станции, что вызывает резкое ухудшение чувствительности приёмника [6,7,8].

В отличие от внутренней ПИМ, обусловленной нелинейностью узлов тракта самой базовой станции, внешняя ПИМ задаётся окружающей средой и динамически меняет свои характеристики в зависимости от весов прекодинга (precoding weights) и направления формируемого луча. Моделирование внешней ПИМ в массивных многоантенных системах представляет собой сложную вычислительную и физическую задачу. Полноволновые электромагнитные симуляторы (full-wave EM solvers), в частности на основе метода моментов и метода конечных разностей во временной области, обеспечивают высокую точность, однако вычислительно избыточны для генерации больших корпусов данных, необходимых при обучении алгоритмов цифровой компенсации ПИМ [9,10]. В качестве альтернативы используются аналитические модели, основанные на массивах элементарных и тонко-проволочных излучателей [11,12].

Тем не менее, большинство существующих аналитических моделей внешней ПИМ опирается на приближение дальней зоны (зоны Фраунгофера), рассматривая воздействующее на источник поле как локально плоскую волну [11,12]. В реальных промышленных сценариях, а также в лабораторных экспериментах, внешние источники ПИМ располагаются на расстояниях порядка одного-трёх метров от базовой станции и попадают в излучающую ближнюю зону (зону Френеля) крупногабаритных антенных решёток [8].

В этой области волновой фронт сохраняет ярко выраженную сферичность, а пространственные амплитудные и фазовые соотношения между элементами решётки становятся нелинейными по углу. Пренебрежение макроскопическими эффектами ближней зоны приводит к значительным расхождениям между симуляцией и измерениями, особенно при оценке уровней боковых лепестков помехи в процессе сканирования луча.

В настоящей работе исследуется влияние эффектов излучающей ближней зоны на пространственно-энергетический профиль внешней ПИМ. В качестве инструмента используется строгая электродинамическая модель на основе координатно-независимого векторного метода, позволяющая рассчитывать поле непосредственно в глобальной декартовой системе координат без потери физической точности. Основные нововведения и результаты работы могут быть сформулированы следующим образом:

1) Предложена физическая модель генерации внешней ПИМ, точно учитывающая кривизну фазового фронта и апертурное амплитудное затухание в зоне Френеля.

2) Выполнен систематический абляционный анализ чувствительности модели к традиционным упрощениям дальней зоны, позволивший количественно оценить вклад каждого физического макро-эффекта в общую точность.

3) Модель верифицирована на экспериментальных данных, полученных в безэховой камере. Показано, что она корректно описывает асимметрию и уровни мощности ПИМ при пространственном сканировании луча для источников различной интенсивности и при различных латеральных смещениях.

Статья организована следующим образом. В разделе 1 излагается электродинамическая модель «цифрового двойника». Раздел 2 описывает схему и порядок проведённых экспериментов. Раздел 3 содержит результаты абляционного анализа и сопоставление с измерениями.

1. Электродинамическая модель «цифрового двойника»

Рассмотрим нисходящую многоантенную линию связи с множеством пользователей, работающую в режиме дуплекса с частотным разделением (FDD). Базовая станция оснащена равномерным прямоугольным массивом (uniform rectangular array, URA) из N_{TX} передающих и N_{RX} приёмных антенн. В типичной конфигурации массивной многоантенной системы передающая и приёмная решётки имеют одну и ту же физическую апертуру: положения их элементов совпадают, но работают они на разных несущих частотах [7].

1.1. Сигнальная модель

Система использует ортогональное частотное мультиплексирование (orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM) с агрегацией несущих. Пусть $\mathbf{x}[k] \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ – вектор сигнала в частотной области для k -й поднесущей, где L – количество информационных потоков. Цифровое формирование луча задаётся матрицей прекодинга $\mathbf{W}[k] \in \mathbb{C}^{N_{TX} \times L}$. Тогда сигнал в частотной области на портах передающих антенн представляется в виде

$$\mathbf{s}[k] = \mathbf{W}[k] \mathbf{x}[k] \quad (1)$$

Сигнал во временной области, передаваемый n -м антенным элементом, $s_n(t)$, получается обратным дискретным преобразованием Фурье с добавлением циклического префикса. В сценарии с агрегацией двух несущих, центрированных на частотах f_1 и f_2 , суммарный передаваемый сигнал есть суперпозиция сигналов основной полосы, перенесённых на соответствующие радиочастоты [13].

1.2. Геометрия и возбуждение поля

Введём глобальную декартову систему координат (x, y, z) . Центр n -го антенного элемента находится в точке $\mathbf{r}_n$, а его ориентация задаётся единичным вектором $\mathbf{u}_n$. Пусть внешний источник ПИМ (например, окисленное

металлическое соединение или диодоподобная нелинейность) расположен в точке $\mathbf{r}_{pim}$, лежащей в ближней зоне рассматриваемой антенной решётки [8].

Суммарный вектор электрического поля $\mathbf{E}_{tot}(t)$, действующий на источник ПИМ, есть суперпозиция полей, создаваемых всеми антенными элементами. В предположении линейной среды распространения суммарное поле записывается как:

$$\mathbf{E}_{tot}(t, \mathbf{r}_{pim}) = \sum_{n=1}^{N_{Tx}} s_n(t) \mathbf{E}_n(\mathbf{r}_{pim}), \quad (2)$$

где $\mathbf{E}_n(\mathbf{r}_{pim}) \in \mathbb{C}^3$ – электрическое поле, порождаемое n -м антенным элементом при единичном возбуждении, в точке расположения источника. Вычисление $\mathbf{E}_n$ представляет собой ключевую задачу, рассматриваемую в подразделе 1.5.

Источник ПИМ моделируется электрически малым диполем с эффективным вектором поляризации $\mathbf{p}$. Эффективное напряжение $V_{pim}(t)$, наводимое на нелинейном переходе, определяется проекцией суммарного поля на ось поляризации источника:

$$V_{pim}(t) = \mathbf{E}_{tot}(t, \mathbf{r}_{pim}) \cdot \mathbf{p}, \quad (3)$$

где $(\cdot)$ обозначает скалярное произведение.

1.3. Нелинейная генерация ПИМ

Нелинейный ток $I_{pim}(t)$, порождаемый источником, моделируется безынерционным степенным рядом [14,15]. Поскольку интермодуляционные продукты третьего порядка (IM3) являются наиболее значимым и проблемным видом интерференции в FDD-системах, ограничимся кубическим членом. Связь между наведённым напряжением и нелинейным током имеет вид

$$I_{pim}(t) = \alpha_3 V_{pim}(t) |V_{pim}(t)|^2, \quad (4)$$

где α_3 – комплексный коэффициент, характеризующий «силу» нелинейности.

1.4. Принятый ПИМ-сигнал

Нелинейный ток $I_{pim}(t)$ выступает в роли вторичного источника, переизлучающего интермодуляционные продукты обратно к базовой станции. Согласно теореме взаимности Лоренца, сигнал $y_m(t)$, наводимый на m -м приёмном антенном элементе, пропорционален взаимодействию тока источника и поля, которое приёмная антенна создавала бы в точке расположения источника [7,16]:

$$y_m(t) \propto I_{pim}(t) \left(\mathbf{E}_m(\mathbf{r}_{pim}) \cdot \mathbf{p} \right). \quad (5)$$

Здесь $\mathbf{E}_m$ – пространственное распределение поля m -го приёмного антенного элемента. Поскольку приёмная и передающая решётки разделяют одну апертуру, пространственные функции $\mathbf{E}_m$ совпадают с $\mathbf{E}_n$ с точностью до волнового числа k , изменяющегося из-за разности приёмной и передающей частот ($f_{RX} \neq f_{TX}$).

Суммарный принятый ПИМ-сигнал на базовой станции после приёмного формирования луча записывается как:

$$y_{RX}(t) = \sum_{m=1}^{N_{RX}} w_{rx,m}^* y_m(t) + n(t), \quad (6)$$

где $w_{rx,m}$ – приёмные весовые коэффициенты, а $n(t)$ – тепловой шум.

1.5. Векторный метод расчёта полей

Точное моделирование внешней ПИМ требует аккуратного вычисления вектора электрического поля $\mathbf{E}_n$ для каждого антенного элемента в точке расположения источника R_{pim} . Поскольку источники ПИМ часто расположены в излучающей ближней зоне, традиционные приближения дальней зоны (допущение плоской волны и изотропного амплитудного затухания) становятся некорректными [8].

Для строгого учёта пространственных эффектов каждый антенный элемент моделируется как излучатель конечной длины с использованием аналитических уравнений диполя [17]. Для применения этих уравнений к многоантенной

системе с произвольной пространственной ориентацией элементов в настоящей работе используется координатно-независимый векторный метод. Данный подход позволяет вычислять компоненты поля непосредственно в глобальной декартовой системе координат, без использования матриц поворота и углов Эйлера, и устраняет связанные с ними вычислительные издержки и сингулярности.

Пусть $\mathbf{r} = \mathbf{r}_{pim} - \mathbf{r}_n$ – вектор от центра n -го элемента до источника, а $\mathbf{u}_n$ – единичный вектор ориентации диполя. Локальные аксиальная (z) и радиальная (ρ) координаты точки наблюдения вычисляются через скалярные проекции:

$$z = \mathbf{r} \cdot \mathbf{u}_n, \quad \rho_{vec} = \mathbf{r} - z \mathbf{u}_n, \quad \rho = \|\rho_{vec}\|. \quad (7)$$

Используя полученные координаты, вычисляются расстояния до центра диполя ($R_0 = \|\mathbf{r}\|$) и его торцов:

$$R_{1,2} = \sqrt{\rho^2 + (z \mp L/2)^2}, \quad (8)$$

где L – физическая длина излучателя. Аксиальная E_z и радиальная E_ρ компоненты поля диполя конечной длины записываются в каноническом виде [17]:

$$E_z = -j \frac{\eta I_0}{4\pi} \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos\left(\frac{kL}{2}\right) \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right], \quad (9)$$

$$E_\rho = j \frac{\eta I_0}{4\pi\rho} \left[\frac{(z - L/2)e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{(z + L/2)e^{-jkR_2}}{R_2} - 2z \cos\left(\frac{kL}{2}\right) \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right], \quad (10)$$

где $\eta \approx 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства, I_0 – амплитуда тока в центре излучателя. Формулы (9)-(10) справедливы как для ближней, так и для дальней зоны, поскольку в них сохраняются все компоненты поля, включая реактивные слагаемые порядка $1/R^2$ и $1/R^3$ (последние входят в радиальную компоненту неявно через множители при экспонентах).

Суммарное электрическое поле n -го антенного элемента в глобальной системе координат восстанавливается через обратные проекции:

$$\mathbf{E}_n = E_z \mathbf{u}_n + E_\rho \hat{\boldsymbol{\rho}}, \quad \hat{\boldsymbol{\rho}} = \frac{\boldsymbol{\rho}_{vec}}{\rho}. \quad (11)$$

Таким образом, представленный математический аппарат сохраняет точную сферическую фазу и индивидуальное амплитудное затухание для каждого элемента решётки, формируя физически достоверную электродинамическую картину для последующего исследования.

2. Схема эксперимента

2.1. Описание стенда

Для проверки точности предлагаемой модели проведены измерения в безэховой камере. Постановка эксперимента максимально приближена к типичному промышленному сценарию использования базовой станции; одновременно сохранялся точный контроль за положением и ориентацией внешнего источника ПИМ.

Экспериментальная установка представляла собой широкополосный многоантенный передатчик, работающий в режиме частотного дуплекса (FDD) и подключённый к патч-антенной решётке с центральной частотой $f_c = 1,8$ ГГц ($\lambda = 0,167$ м). Антенная решётка содержит $N_c = 8$ столбцов и $N_r = 4$ строки антенных элементов с шагами $d_x = 0,057$ м по горизонтали и $d_y = 0,12$ м по вертикали; элементы имеют двойную линейную поляризацию $\pm 45^\circ$. Общий вид решётки и взаимное расположение источника ПИМ показаны на рис. 1.

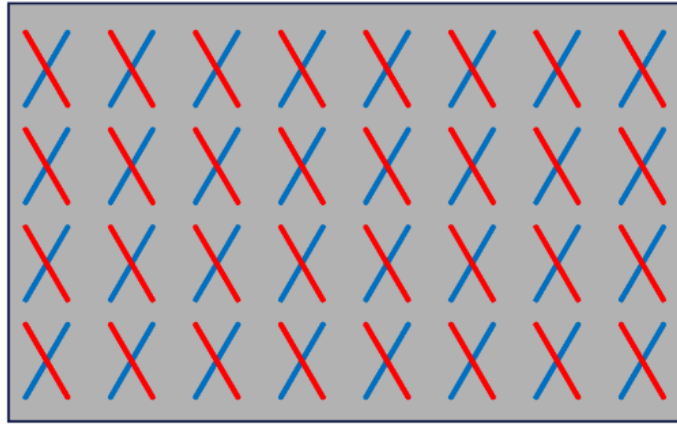


Рис. 1. Вид сверху на антенную решётку 8×4 с двойной поляризацией $\pm 45^\circ$

2.2. Границы зон излучения решётки

Для корректного описания взаимодействия антенного массива и источника ПИМ необходимо определить электромагнитные зоны излучения. Максимальный линейный размер апертуры (диагональ) решётки:

$$D = \sqrt{((N_c - 1)d_x)^2 + ((N_r - 1)d_y)^2} \approx 0,54 \text{ м.} \quad (12)$$

Граница между излучающей ближней зоной (зоной Френеля) и дальней зоной (зоной Фраунгофера) определяется расстоянием Фраунгофера:

$$R_{ff} = \frac{2D^2}{\lambda} \approx \frac{2 \cdot (0,54)^2}{0,167} \approx 3,49 \text{ м.} \quad (13)$$

Граница реактивной ближней зоны оценивается как:

$$R_{reac} = 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \approx 0,6 \text{ м.} \quad (14)$$

Внешний источник ПИМ располагался на двух расстояниях: $d_1 = 1,07 \text{ м}$ и $d_2 = 0,76 \text{ м}$. Оба расстояния попадают в излучающую ближнюю зону ($d < R_{ff}$); при этом d_2 приближается к границе реактивной зоны. В этой области приближение плоской волны несправедливо: волновой фронт сферический, а относительные фазовые разности между антенными элементами нелинейно

зависят от угла. Указанная конфигурация подтверждает необходимость поэлементного использования точных формул ближнего поля.

2.3. Сценарии измерений

Сканирование пространства осуществлялось набором из 17 различных весов прекодинга, формирующих веер лучей $b_0, b_1, b_2, \dots, b_{16}$ в горизонтальной плоскости (рис. 2). Каждому набору весов соответствует одно измерение мощности ПИМ-помехи на приёмнике; совокупность этих 17 значений и образует пространственно-энергетический профиль помехи для данной конфигурации источника. Набор b_0 представлял собой 16-потокковые данные, излучающие по всем направлениям равномерно.

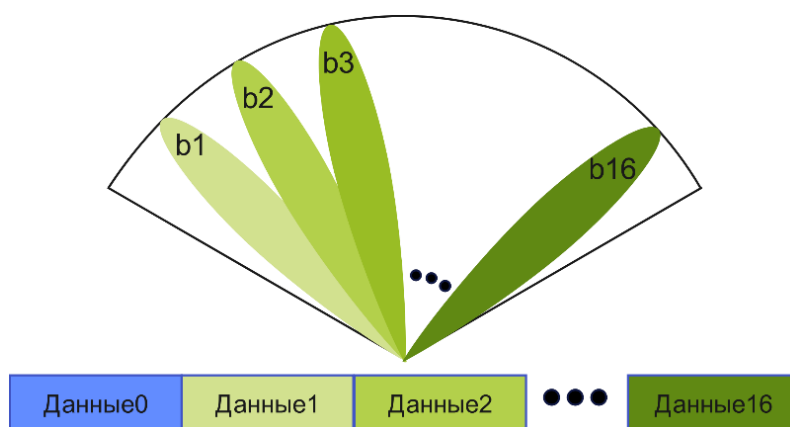
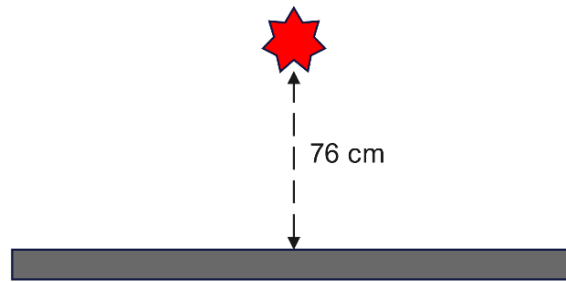
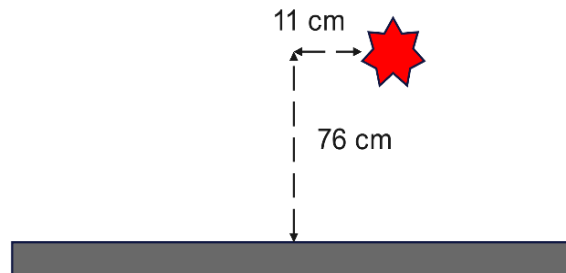
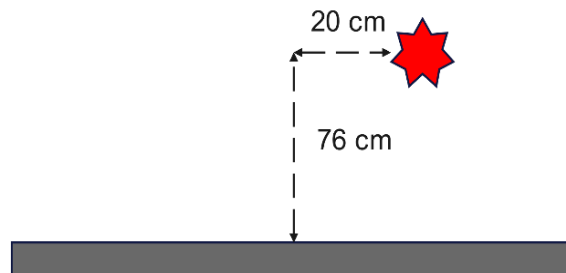


Рис. 2. Принцип пространственного сканирования:
17 наборов весов прекодинга формируют веер лучей $b_0, b_1, b_2, \dots, b_{16}$.

Базовые сценарии включали расположение источника ПИМ строго по центру антенной решётки на двух дистанциях в зоне Френеля: $d_1 = 1,07$ м и $d_2 = 0,76$ м. Дополнительно проведены измерения с латеральным смещением источника на 0,11 м и 0,20 м вдоль горизонтальной оси на дистанции d_2 . Соответствующие схемы стенда показаны на рис. 3.

Рис. 3а. Источник по центру апертуры, $d_2 = 0,76$ м.Рис. 3б. Источник смещён на 0,11 м, $d_2 = 0,76$ м.Рис. 3в. Источник смещён на 0,20 м, $d_2 = 0,76$ м.

Экспериментальные пространственно-энергетические профили (зависимость мощности ПИМ от номера набора весов прекодинга) характеризуются колоколообразной формой с выраженным максимумом в центральном луче и быстрым убыванием уровня помехи к краям зоны сканирования. Для проверки способности модели описывать латеральное смещение источника моделирование должно корректно воспроизводить не только пространственный сдвиг пикового набора весов вслед за источником, но и асимметрию боковых лепестков, неизбежно возникающую из-за смещения источника от геометрического центра решётки.

3. Исследование чувствительности модели

Сопоставление с экспериментом качественно подтверждает, что предложенная векторная модель согласуется с измерениями в зоне Френеля (рис. 4).

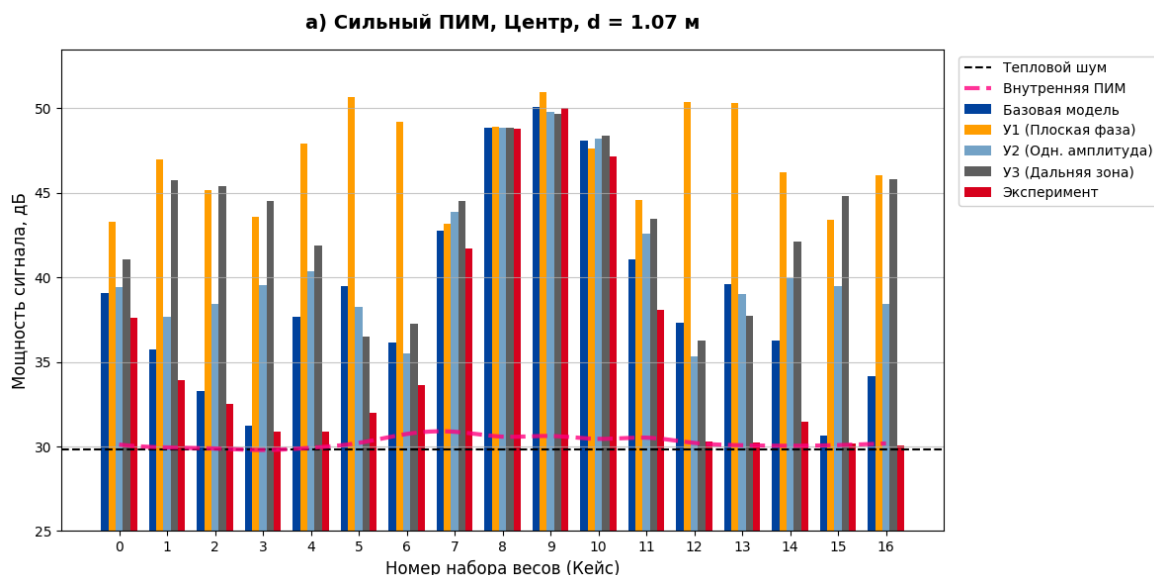


Рис. 4а. Профиль мощности ПИМ при сильном источнике, источник по центру, $d_1 = 1,07$ м: эксперимент против модели и её упрощённых вариантов.

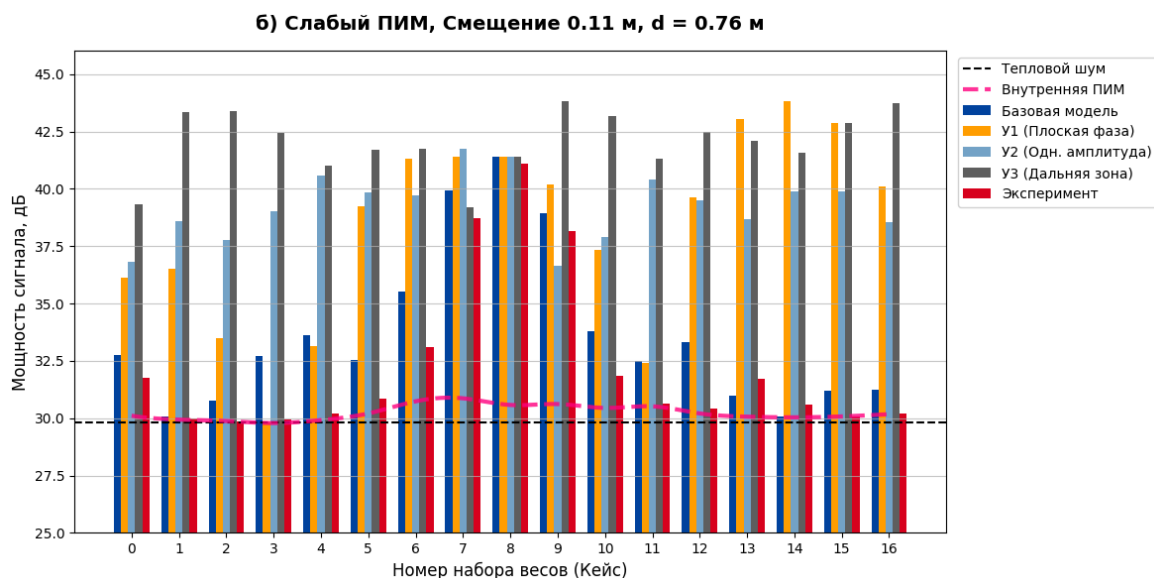


Рис. 4б. Профиль мощности ПИМ при слабом источнике, смещение 0,11 м, $d_2 = 0,76$ м: эксперимент против модели и её упрощённых вариантов.

Количественно базовая векторная модель, использующая точную сферическую фазу, индивидуальное пространственное затухание $1/R_n$ и полный набор слагаемых поля диполя конечной длины, демонстрирует высокую степень согласия с натурными данными: для слабого источника среднеквадратичное

отклонение (СКО) составляет 0,73 дБ при $d_1 = 1,07$ м и 1,64 дБ при $d_2 = 0,76$ м. При этом во всех рассмотренных сценариях пиковый набор весов в модели совпадает с экспериментом безошибочно (смещение пика равно нулю).

Полученное согласие достигается исключительно за счёт строгого аналитического описания ближнего поля: естественный градиент расстояний в ближней зоне самостоятельно выполняет роль пространственного фильтра. Остаётся, однако, открытым принципиальный вопрос: какие именно компоненты предложенных электродинамических уравнений оказывают решающее влияние на точность, а какие классические допущения приводят к ошибкам. Ответ на этот вопрос даётся ниже в систематическом абляционном анализе.

3.1. Физические сценарии и методика

Для обеспечения надёжности выводов анализ проводился на пяти экспериментальных сценариях, охватывающих различные энергетические и геометрические конфигурации:

- **Сценарий А.** Сильный источник ПИМ, по центру решётки ($X = 0$), дистанция $d_1 = 1,07$ м.
- **Сценарий Б.** Слабый источник ПИМ, по центру решётки ($X = 0$), дистанция $d_1 = 1,07$ м.
- **Сценарий В.** Слабый источник ПИМ, по центру решётки ($X = 0$), дистанция $d_2 = 0,76$ м.
- **Сценарий Г.** Слабый источник ПИМ, смещён ($X = 0,11$ м), дистанция $d_2 = 0,76$ м.
- **Сценарий Д.** Слабый источник ПИМ, сильно смещён ($X = 0,20$ м), дистанция $d_2 = 0,76$ м.

3.2. Рассматриваемые электродинамические упрощения

Для каждого из пяти физических сценариев производился расчёт пространственного профиля ПИМ (по 17 наборам весов формирования луча) с использованием четырёх математических режимов: базовой точной модели и трёх её упрощённых вариантов.

- **Базовая модель (БМ).** Включает точную сферическую фазу e^{-jkR_n} и индивидуальное пространственное затухание $1/R_n$ для каждого элемента решётки в глобальной системе координат.
- **У1. Фаза плоской волны.** Точная сферическая фаза заменяется фазой плоской волны, использующей единое направление $\hat{r}_0$ от центроида решётки к источнику: $e^{-jkR_n} \rightarrow e^{-jk\hat{r}_0(r_{pim}-r_n)}$. Это устраняет нелинейную зависимость фазовой разности между элементами, характерную для ближней зоны.
- **У2. Однородная амплитуда.** Индивидуальные амплитудные множители заменяются константой $1/R_{ref}$, где R_{ref} – расстояние от центроида решётки до источника. Тем самым искусственно отключается эффект апертурного амплитудного затухания, при котором периферийные элементы физически удалены от источника дальше, чем центральные.
- **У3. Приближение дальней зоны (У1 + У2).** Одновременное применение упрощений фазы и амплитуды. Соответствует классической аппроксимации массива через множитель решётки (array factor) [13].

3.3. Результаты количественного анализа

Для оценки качества моделей вычислялось среднеквадратичное отклонение (СКО) в децибелах между модельным и экспериментальным распределениями мощности ПИМ по всем наборам весов. Дополнительно фиксировались смещение главного максимума (в количестве наборов) и максимальная ошибка в области боковых лепестков.

Результаты 20 проведённых тестов (5 сценариев $\times$ 4 режима) сведены в таблицу 1. Визуальное сопоставление интегральных ошибок и чувствительности моделей к латеральному смещению источника представлено на рис. 5.

Таблица 1. Сравнение точности упрощённых вариантов модели с базовой.

Физический сценарий	Вариант модели	СКО, дБ	Смещение пика	Макс. ошибка (боковые), дБ
Сильный ПИМ, центр, $d = 1,07$ м	Базовая модель	4,22	0	9,36
	У1 (плоская фаза)	13,06	0	20,07
	У2 (одн. амплитуда)	6,03	0	9,50
	У3 (дальняя зона)	8,96	0	15,74
Слабый ПИМ, центр, $d = 1,07$ м	Базовая модель	0,73	0	1,74
	У1 (плоская фаза)	4,18	0	7,17
	У2 (одн. амплитуда)	0,98	0	1,83
	У3 (дальняя зона)	2,19	0	3,79
Слабый ПИМ, центр, $d = 0,76$ м	Базовая модель	1,64	0	3,31
	У1 (плоская фаза)	6,85	0	10,96
	У2 (одн. амплитуда)	2,31	0	3,44
	У3 (дальняя зона)	4,36	0	7,13
Слабый ПИМ, смещение 0,11 м, $d = 0,76$ м	Базовая модель	1,73	0	3,43
	У1 (плоская фаза)	7,33	6	13,23
	У2 (одн. амплитуда)	7,68	1	10,36
	У3 (дальняя зона)	10,51	1	13,52
Слабый ПИМ, смещение 0,20 м, $d = 0,76$ м	Базовая модель	1,62	0	5,73
	У1 (плоская фаза)	5,01	2	7,34
	У2 (одн. амплитуда)	1,68	0	4,98
	У3 (дальняя зона)	3,46	2	6,48

3.4. Обсуждение результатов

Анализ количественных метрик позволяет сделать исчерпывающие выводы о механизмах формирования профиля мощности ПИМ в зоне Френеля (0,76-1,07 м) и о критичности макроскопических электродинамических параметров антенной решётки.

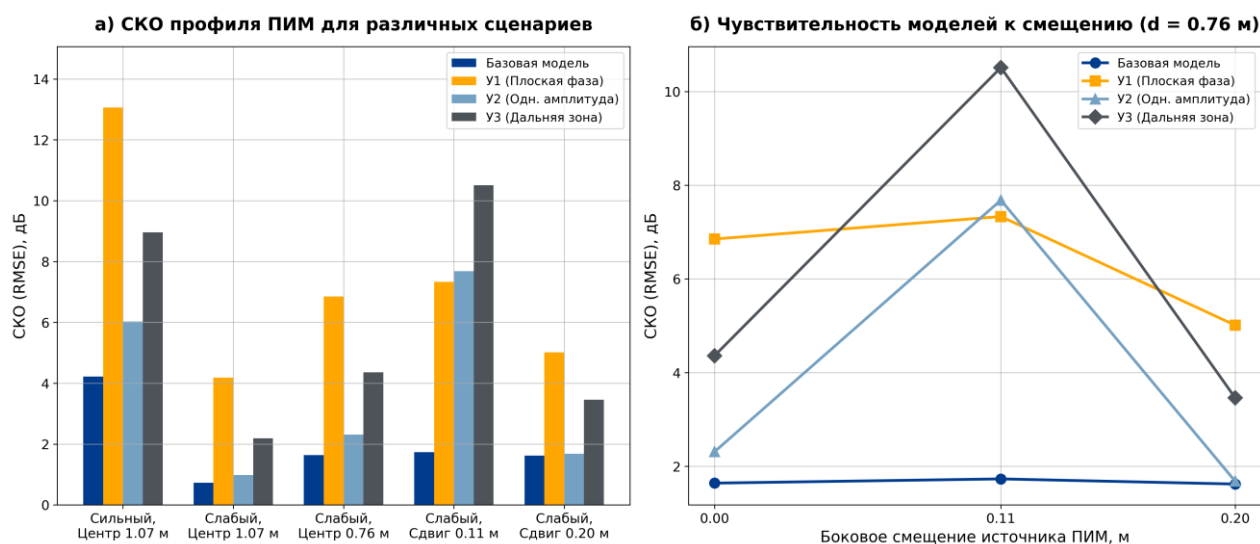


Рис. 5. Абляционный анализ: а) СКО профиля ПИМ для различных сценариев; б) чувствительность моделей к боковому смещению источника при $d_2 = 0,76$ м.

Адекватность базовой модели. Полная векторная модель продемонстрировала высокую точность во всех сценариях (рис. 5а). Для слабого источника ПИМ СКО составило от 0,73 до 1,73 дБ. Существенно, что модель безошибочно определила пространственное положение максимума (смещение пика равно нулю) как на оси симметрии, так и при сильных латеральных сдвигах. Несколько большее значение СКО (4,22 дБ) и систематическое завышение модели в боковых лепестках сильного источника (на 6-9 дБ) фиксируются как наблюдаемый факт. Точная физическая природа этого расхождения требует отдельного исследования и, по предварительным оценкам, не сводится ни к простым апертурным эффектам, ни к смене модели элемента: вероятно, она связана со сложными взаимодействиями между элементами решётки, краевыми эффектами на металлическом рефлекторе панели, а также особенностями практической реализации схемы формирования и приёма луча. Важно, что локализация главного лепестка остаётся точной во всех сценариях, что обеспечивает практическую применимость модели для задач пространственной пеленгации источника.

Критичность сферичности фазового фронта (У1). Исключение из расчётов кривизны фазового фронта (допущение плоской волны) приводит к существенной деградации предсказательной способности модели. Наиболее

ярко это проявляется в сценарии Г со смещением источника на 0,11 м ($d = 0,76$ м), где ошибка фазирования вызвала ложное смещение главного максимума на шесть диаграммных шагов. Такое искажение делает принципиально невозможной задачу пространственной локализации ПИМ-источника. Кроме того, разрушение условий деструктивной интерференции привело к паразитному росту уровня боковых лепестков до 20,07 дБ для сильного и до 13,23 дБ для слабого источников.

Влияние пространственного затухания амплитуды (У2). Анализ упрощения У2 выявил нетривиальную зависимость чувствительности модели от геометрии сцены (рис. 5б). При расположении ПИМ строго по центру решётки допущение об однородной амплитуде вносит минимальную погрешность (СКО $\sim 0,98 \dots 2,31$ дБ), поскольку расстояния от периферийных элементов до источника симметричны и попарно компенсируются. Однако при нарушении симметрии (смещение на 0,11 м) ошибка У2 резко возрастает до 7,68 дБ, а ошибка в боковых лепестках превышает 10 дБ. Данный эффект доказывает, что в ближней зоне естественный градиент расстояний от элементов апертуры до рассеивателя ($1/R_i$) действует как мощный несимметричный пространственный фильтр, игнорирование которого недопустимо при оценке перекрёстных помех на краях зоны сканирования.

Ограничения приближения дальней зоны (У3). Совместное применение допущений о плоском фронте и однородной амплитуде (У3), характерное для классических алгоритмов обработки сигналов в дальней зоне, оказалось неприемлемым для расстояний порядка одного метра. Интегральная ошибка предсказания профиля достигает 8,96...10,51 дБ и сопровождается смещением основного лепестка в несимметричных сценариях.

Таким образом, строго показано, что для построения корректного «цифрового двойника» внешнего ПИМ в системах FDD Massive MIMO необходим поэлементный учёт как фазовых, так и амплитудных характеристик сферической волны в глобальной декартовой системе координат.

Заключение

В настоящей работе проведено электродинамическое исследование пространственно-энергетических характеристик внешней пассивной интермодуляции в излучающей ближней зоне многоантенных систем FDD Massive MIMO. Для преодоления ограничений существующих аналитических подходов предложена строгая физическая модель на базе координатно-независимого векторного метода, позволяющая с высокой точностью рассчитывать напряжённость поля излучателей непосредственно в глобальной декартовой системе координат.

С помощью натурных измерений в безэховой камере и систематического абляционного анализа показано, что классические радиофизические приближения дальней зоны неприменимы для оценки ПИМ на расстояниях, характерных для реальных промышленных сценариев (от 0,7 до 1,1 м). Установлено, что макроскопические апертурные эффекты играют определяющую роль: игнорирование сферичности фазового фронта приводит к завышению боковых лепестков помехи на 7-20 дБ в зависимости от мощности источника и его смещения относительно оси решётки, а также к ложному смещению пространственного максимума (до шести диаграммных шагов в сценариях с латеральным смещением источника, попадающих в межлучевые интервалы кодовой книги прекодинга). Отказ от учёта естественного апертурного амплитудного затухания (естественного тейперинга) критически искажает профиль помехи при латеральном смещении источника.

Напротив, предложенная полная векторная модель продемонстрировала высокую степень согласия с экспериментальными данными (СКО 0,73...1,73 дБ для слабого источника). Модель безошибочно локализует максимум помехи и корректно воспроизводит сложную пространственную асимметрию, возникающую при смещении источника относительно оси решётки. Зафиксированное завышение модели в боковых лепестках для сильного источника (около 9 дБ) фиксируется как открытый методологический вопрос. Уточнение физических механизмов этого расхождения, по предварительным

оценкам связанных со взаимной связью между элементами решётки и краевыми эффектами рефлектора составит предмет дальнейших исследований.

Разработанный математический аппарат позволяет отказаться от ресурсоёмких полноволновых электромагнитных симуляторов (full-wave EM solvers) в пользу быстрых и точных аналитических вычислений. Поле каждого излучателя рассчитывается напрямую, без дискретизации всего объёма сцены и итерационного решения уравнений Максвелла, поэтому выигрыш в вычислительных затратах достигает нескольких порядков: расчёт полного пространственно-энергетического профиля занимает секунды на графическом процессоре против часов полноволнового моделирования. Тем самым предложенная модель представляет собой не просто высокоточный, но и облегчённый «цифровой двойник» ближней зоны базовой станции. В дальнейших исследованиях этот двойник будет использован как надёжный генератор пространственно-коррелированных данных для синтеза и обучения перспективных алгоритмов цифровой компенсации ПИМ, в том числе с применением глубоких нейронных сетей. Параллельным направлением развития модели является включение эффектов взаимной связи между элементами решётки и краевой дифракции от металлического рефлектора с использованием результатов полноволнового электромагнитного моделирования отдельного фрагмента антенной панели.

Литература

1. 3GPP TR 38.913 v17.0.0. Study on scenarios and requirements for next generation access technologies (Release 17), 2022.
2. 3GPP TR 38.300 v17.5.0. NR; NR and NG-RAN overall description; Stage 2 (Release 17), 2022.
3. Chen W., Lin X., Lee J., Toskala A., Sun S., Chiasserini C. F., Liu L. 5G-Advanced toward 6G: Past, present, and future // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2023. Vol. 41, № 6. P. 1592–1619.
4. 3GPP TS 38.211 v15.2.0. NR; Physical channels and modulation (Release 15), 2018.

5. 3GPP TR 38.101-3 v17.7.0. NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception. Part 3: Range 1 and Range 2 Interworking operation with other radios (Release 17), 2022.
6. Ahmmed T., Kiayani A., Shubair R. M., Yanikomeroglu H. Overview of passive intermodulation in modern wireless networks: Concepts and cancellation techniques // IEEE Access. 2023. Vol. 11. P. 128337–128353.
7. Lampu V., Anttila L., Turunen M., Fleischer M., Hellmann J., Valkama M. Air-induced passive intermodulation in FDD MIMO systems: Algorithms and measurements // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2023. Vol. 71, № 1. P. 373–388.
8. Lampu V., Anttila L., Turunen M., Fleischer M., Hellmann J., Valkama M. Air-induced passive intermodulation in FDD networks: Modeling, cancellation and measurements // Proc. 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. 2021. P. 983–988.
9. 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. Vol. 72, № 4. P. 2355–2367.
10. Plotnikov P., Dolgikh D. Joint compensation of power amplifier nonlinear distortions on transmitter and receiver sides // Proc. IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom). 2019. P. 1–5.
11. Krikunov S., Zemlyakov V., Ivanov A. Physical modelling and cancellation of external passive intermodulation in FDD MIMO // Proc. IEEE International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON). 2024. P. 102–107.
12. Zhang L., Wang H., He S., Wei H., Li Y., Liu C. A segmented polynomial model to evaluate passive intermodulation products from low-order PIM measurements // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2019. Vol. 29, № 1. P. 14–16.
13. Mohammed J. R. Array pattern synthesis using a new adaptive trapezoid window function for sidelobe suppression and nulls control // Progress in Electromagnetics Research M. 2024. Vol. 129. P. 83–90.

14. Zhang L., Wang H., Shen J., Wei H., Wang X., Li Y., Liu C. A composite exponential model to characterize nonlinearity causing passive intermodulation interference // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2019. Vol. 61, № 2. P. 590–594.
15. CST Studio Suite [Электронный ресурс]. Dassault Systèmes, 2025. URL: <https://www.3ds.com/products/simulia/cst-studio-suite> (дата обращения: 25.05.2026).
16. Ansys HFSS [Электронный ресурс]. Ansys Inc., 2025. URL: <https://ansys.com/products/electronics/ansys-hfss> (дата обращения: 25.05.2026).
17. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2016.

Для цитирования:

Нестеренко В.В., Крикунов С.А., Ляшев В.А. Векторная электродинамическая модель внешней пассивной интермодуляции в ближней зоне антенной решётки систем Massive MIMO с частотным дуплексом. // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – № 6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.6.10>