

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.2.10>

УДК: 537.876.42

МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АППАРАТ ДЛЯ АНАЛИЗА ПОМЕХОПОДАВЛЯЮЩИХ ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ С АСИММЕТРИЧНОЙ СТРУКТУРОЙ

Р.С. Суровцев

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Томск, ул. Ленина 40

Статья поступила в редакцию 27 декабря 2022 г.

Аннотация. Представлен математический аппарат для анализа защитных устройств на основе витка меандровой линии (МЛ), учитывающий влияние асимметрии поперечного сечения на распространение импульсного сигнала в витке. В него вошли: модель для вычисления излучаемых эмиссий от витка с произвольным поперечным сечением; модель для аналитического вычисления временного отклика на выходе витка; модели для получения условий, обеспечивающих полное разложение сверхкороткого импульса (СКИ), в многокаскадных устройствах. Выполнена апробация математического аппарата (за счёт сравнения с результатами компьютерного моделирования) на примере структур разных типов: с лицевой и боковой связью. В результате сравнения частотных зависимостей максимальной напряженности электрического поля, полученной на основе модели и численным методом, получены неоднозначные результаты. Для витка МЛ с лицевой связью выявлено, что зависимости хорошо согласуются качественно в частотном диапазоне до 2,5 ГГц, но могут отличаться количественно: на ряде частот наблюдаются ярко выраженные максимумы частотной зависимости, полученной численно. Для витка с боковой связью выявлено, что максимальная напряженность поля, вычисленная по модели, во

всем диапазоне частот (за исключением нескольких максимумов) выше, чем полученная численно. Построенные диаграммы направленности витка подтверждают количественные несовпадения. Между тем, анализ полученных результатов позволяет говорить, что реальная напряженность поля будет ниже, вычисленной по модели, поэтому она применима для оценок. В результате апробации модели для аналитического вычисления временного отклика в витке, выявлено полное совпадение откликов, полученных на основе модели и численно. Апробация моделей для получения условий разложения выполнена на примере устройств из 3 каскадов и показана их корректность. Рассмотрен случай, когда полученные с помощью моделей условия не выполняются, что приводит к росту амплитуды выходного сигнала. Таким образом, математический аппарат может применяться для анализа защитных устройств на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, помехоустойчивость, защита, сверхкороткий импульс, асимметричные полосковые устройства

Финансирование: Исследование выполнено при финансовой поддержке гранта Российского научного фонда №21-79-00161 в ТУСУРе

Автор для переписки: Суровцев Роман Сергеевич, surovtsevr@gmail.com

Введение

Сегодня сложно представить существование какой-либо из сфер деятельности общества без применения в ней радиоэлектронных средств (РЭС). Рост числа РЭС и их повсеместное использование привели к необходимости обеспечения требований электромагнитной совместимости (ЭМС) уже на ранних этапах проектирования РЭС [1]. Стремление к росту быстродействия за счет увеличения верхних граничных частот спектра используемых сигналов, а также снижение питающих напряжений и уменьшение габаритов устройств ведут к росту чувствительности РЭС к влиянию электромагнитных воздействий (ЭМВ) [2]. Причины возникновения ЭМВ разнообразны: они могут быть как результатом естественных явлений, так и действий человека [3]. К опасным ЭМВ

относятся мощные сверхширокополосные электромагнитные импульсы наносекундной и субнаносекундной длительности [4]. Широкий спектр таких сверхкоротких импульсов (СКИ) позволяет практически беспрепятственно проникать значительной части их частотных компонент внутрь РЭС, несмотря на наличие средств защиты, нарушая цифровой обмен [5]. Распространяясь по проводникам, СКИ способствуют электрическому пробоем полупроводников и диэлектриков, что приводит к выходу из строя электронных компонентов [6].

К известным схемотехническим средствам защиты относятся фильтры на основе компонентов с сосредоточенными и распределенными параметрами, ограничители помех, развязывающие и газоразрядные устройства. К конструктивным средствам относятся различные методы заземления, защитные экраны и методы повышения их однородности, методы уменьшения импеданса цепей питания [7]. Из-за недостатков традиционных средств часто невозможно обеспечить должную защиту РЭС от ЭМВ. Так конденсаторы в составе RLC-фильтров подвержены электрическому пробоем [8], а напряжения срабатывания газоразрядных и ограничительных устройств часто выше заявленных уровней и возрастают при уменьшении фронта воздействия [9]. Несмотря на то, что задача защиты от ЭМВ не нова и на ее решение направлено множество подходов, она не теряет своей актуальности.

Для защиты от помех и фильтрации сигнала в полосе частот также применяют полосковые печатные структуры особой конфигурации [10,11]. Сравнительно новым решением для защиты являются устройства, основанные на явлении модального разложения сигнала в связанных линиях на печатной плате [12, 13]. Из-за различия фазовых скоростей распространения мод сигнала на выходе такого устройства происходит его разложение на составляющие, а за счет оптимизации связи между проводниками линии достигается минимальная амплитуда сигнала. Виток меандровой линии (МЛ) является частным случаем связанной линии, закороченной на дальнем конце, и в самом простом случае позволяет обеспечить ослабление амплитуды СКИ в 2,4 раза [14]. Новым направлением исследования таких устройств является разложение СКИ на

составляющие в структурах на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением [15]. Асимметрия ведет к возникновению дополнительных импульсов разложения и поэтому является ресурсом для увеличения ослабления и совершенствования таких полосковых устройств защиты. Другое направление – исследование многокаскадных структур, где каждая составляющая с выхода текущего каскада раскладывается в следующем каскаде на то же количество составляющих, что обеспечивает дополнительное ослабление [16]: в устройстве с симметричным поперечным сечением из 2–5 каскадов ослабление составило 5,2–33,1 раза. Тогда в многокаскадных асимметричных устройствах ослабление может быть еще выше за счет распространения дополнительных импульсов.

Одним из подходов для анализа связанных линий является применение простых моделей, но лишь для расчета их погонных параметров, причем в довольно узком диапазоне параметров поперечного сечения [17]. Другим подходом является моделирование численными методами [18]. Однако, при многовариантном анализе такой подход требует существенных затрат вычислительных ресурсов на моделирование, причем даже для относительно простых конфигураций, что неприемлемо на его ранних этапах. Поэтому, для анализа асимметричных структур целесообразно разработать математический аппарат для возможности их быстрого анализа с учетом специфики влияния асимметрии поперечного сечения на временной отклик и распространение дополнительных импульсов, в том числе в многокаскадных устройствах. Такой аппарат должен включать модели для: вычисления излучаемых эмиссий витка; аналитического вычисления временного отклика; получения условий полного разложения СКИ в многокаскадных устройствах. Цель работы – кратко представить результаты разработки такого математического аппарата.

1. Теоретические основы для разработки математического аппарата

Для расчета радиотехнических характеристик полосковых устройств в общем случае нужно решение уравнений Максвелла во временной или частотной

области. Для этого необходимо задание граничных (или начальных) условий, описание формы (геометрических параметров) и свойства (электрических параметров) расчетной области, выбор метода решения (аналитического, численного) и при необходимости переход от уравнений Максвелла к уравнениям вида, пригодного для выбранного метода решения (Пуассона, волновое) [19]. Вычислительные затраты на такое решение могут быть весьма велики. Между тем, в некоторых частных случаях на основе общих подходов могут быть получены модели для анализа отдельных характеристик полосковых устройств. Поскольку виток представляет собой пару связанных линий, закороченных на конце, то к нему применимы подходы, используемые для связанных линий с некоторой модификацией. Кратко представим их.

1.1. Вычисление напряженности поля в проводных структурах

Для разработки математической модели вычисления излучаемых эмиссий витка используем подход к вычислению напряженности электрического поля в дальней зоне от проводных структур с применением метода моментов (МоМ – универсальный численный метод сведения дифференциальных и интегральных (интегро-дифференциальных) уравнений к системе линейных алгебраических уравнений [20]). Для ясности, далее представим данный подход [21]. Известно, что уравнения Максвелла в операторном виде для гармонических полей вида $e^{j\omega t}$ имеют вид (в данной работе рассматривается только электрическое поле):

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E} &= -j\omega\mu\mathbf{H}, \\ \nabla \times \mathbf{H} &= j\omega\epsilon\mathbf{E} + \mathbf{J},\end{aligned}\tag{1}$$

где \mathbf{E} – вектор напряженности электрического поля, \mathbf{H} – вектор напряженности магнитного поля, \mathbf{J} – плотность электрического тока, ∇ – оператор градиента.

Уравнения (1) можно преобразовать в одно уравнение для поля \mathbf{E} :

$$\frac{-1}{j\omega} \nabla \times (\mu^{-1} \nabla \times \mathbf{E}) - j\omega\epsilon\mathbf{E} = \mathbf{J},\tag{2}$$

что имеет вид:

$$L(\mathbf{E}) = \mathbf{J}.\tag{3}$$

Теперь перейдём от общего случая к частному. Пусть относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости будут такими же, как у свободного пространства: $\varepsilon=\varepsilon_0$ и $\mu=\mu_0$. Тогда область L будет ограничена условиями, пригодными для дифференцирования по полю E , и будут заданы граничные условия для него. Для ясности пусть граничные условия отражают распространение волн на бесконечно удалённом расстоянии. Тогда решением (2) будет являться обратный оператор:

$$\mathbf{E} = L^{-1}(\mathbf{J}) = -j\omega\mathbf{A} - \nabla\Phi, \quad (4)$$

где

$$\mathbf{A}(r) = \mu \iiint \mathbf{J}(r') \frac{e^{-jk|r-r'|}}{4\pi|r-r'|} d\tau', \quad (5)$$

$$\Phi(r) = \frac{1}{\varepsilon} \iiint \rho(r') \frac{e^{-jk|r-r'|}}{4\pi|r-r'|} d\tau', \quad (6)$$

$$\rho = -\frac{1}{j\omega} \nabla \cdot \mathbf{J}, \quad (7)$$

где \mathbf{A} и Φ – векторный и скалярный потенциалы электрического поля, а ρ – объемная плотность заряда.

При тонкопроводной аппроксимации проводников структуры делается допущение, что ток течет только по поверхности S провода. После замены производных конечно-разностным эквивалентом с помощью подходящих операторов и импульсных функций для кусочной аппроксимации зарядов и токов, используя метод согласования по точкам, векторный (\mathbf{A}) и скалярный (Φ) потенциалы электрического поля в дальней зоне уже будут определяться как:

$$\mathbf{A} = \mu \iint_S \mathbf{J}_s \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dS. \quad (8)$$

$$\Phi = \frac{1}{\varepsilon} \iint_S \sigma_s \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dS, \quad (9)$$

$$\sigma_s = -\frac{1}{j\omega} \nabla_s \cdot \mathbf{J}_s, \quad (10)$$

где σ_s – поверхностная плотность заряда.

Далее необходимо принять дополнительные допущения, что ток течёт только вдоль оси провода, а граничные условия применяются только к осевым компонентам поля его поверхности, т.е.:

$$\mathbf{E}_l^i = -\mathbf{E}_s^i, \quad (11)$$

где верхние индексы i и s введены для обозначения падающей и рассеиваемой электромагнитных волн соответственно.

Тогда выражение (8) при условии (11) принимает вид:

$$\mathbf{A} = \mu \int_{\text{по оси}} \mathbf{I}(l) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dl. \quad (12)$$

При этом параметры модели (12) должны удовлетворять условиям [22]:

$$\Delta > \lambda/5, \quad (13)$$

$$\lambda/a < 30, \quad (14)$$

где Δ – длина сегмента, a – радиус провода, λ – наименьшая из длин волн исследуемого диапазона.

Таким образом, использование тонкопроводной аппроксимации позволит вычислить напряженность поля в дальней зоне от проводной структуры произвольной формы и при произвольном расположении источника

1.2. Модальный анализ связанных линий передачи

Поскольку виток МЛ является частным случаем пары связанных линий (рисунок 1), то для разработки моделей вычисления отклика на выходе витка может быть использован известный подход модального анализа связанных линий [23]. Он основан на представлении сигнала в любой точке связанной линии (с помощью телеграфных уравнений) в виде мод падающего напряжения и набора коэффициентов отражения для каждой из них.

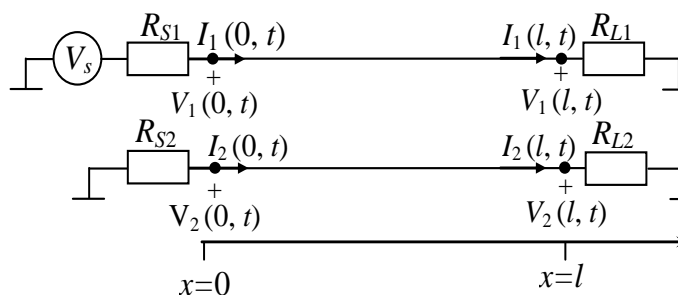


Рис. 1. Представление пары связанных линий передачи

Далее кратко представим подход к модальному анализу пары связанных линий из [23]. Согласно подходу, электрические процессы в ней описываются телеграфными уравнениями (без учета потерь в проводниках и диэлектрике):

$$-\frac{d}{dx}\mathbf{V}(x,s) = s\mathbf{L}\mathbf{I}(x,s), \quad (15)$$

$$-\frac{d}{dx}\mathbf{I}(x,s) = s\mathbf{C}\mathbf{V}(x,s), \quad (16)$$

где \mathbf{L} и \mathbf{C} – матрицы погонных коэффициентов электромагнитной и электростатической индукции соответственно, s – комплексная угловая частота, а \mathbf{V} и \mathbf{I} – векторы напряжений и токов в линии:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, \mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Эти вектор можно выразить через векторы модальных напряжений и токов \mathbf{V}_m и \mathbf{I}_m , используя матрицы преобразования мод \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I

$$\mathbf{V}(x,s) = \mathbf{T}_V \mathbf{V}_m(x,s), \quad (18)$$

$$\mathbf{I}(x,s) = \mathbf{T}_I \mathbf{I}_m(x,s). \quad (19)$$

Тогда телеграфные уравнения для мод переписутся в виде:

$$-\frac{d}{dx}\mathbf{V}_m(x,s) = s\mathbf{L}_m \mathbf{I}_m(x,s), \quad (20)$$

$$-\frac{d}{dx}\mathbf{I}_m(x,s) = s\mathbf{C}_m \mathbf{V}_m(x,s), \quad (21)$$

где

$$\mathbf{L}_m = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{L} \mathbf{T}_I, \quad \mathbf{C}_m = \mathbf{T}_I^{-1} \mathbf{C} \mathbf{T}_V. \quad (22)$$

Матрицы \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I , вычисленные из собственных векторов матриц $\mathbf{L}\mathbf{C}$ и $\mathbf{C}\mathbf{L}$, в общем виде, будут выглядеть как:

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} T_{Vc,1} & T_{Vd,1} \\ T_{Vc,2} & T_{Vd,2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} T_{Ic,1} & T_{Id,1} \\ T_{Ic,2} & T_{Id,2} \end{bmatrix}. \quad (23)$$

При возбуждении одного проводника пары связанных линий, матрицы источников напряжения (\mathbf{V}_S) и импедансов в начале (\mathbf{R}_S) и конце (\mathbf{R}_L) линии определяются как

$$\mathbf{V}_S = \begin{bmatrix} V_S \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_S = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 \\ 0 & R_{S2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_L = \begin{bmatrix} R_{L1} & 0 \\ 0 & R_{L2} \end{bmatrix}, \quad (24)$$

где V_S – амплитуда э.д.с. источника.

Тогда матрицы модальных источников (\mathbf{V}_{Sm}) и модальных импедансов (\mathbf{R}_{Sm} и \mathbf{R}_{Lm}) с учетом \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I можно записать в виде (где нижние индексы c и d введены для обозначения четной и нечетной мод):

$$\mathbf{V}_{Sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{V}_S = \begin{bmatrix} V_{Sc} \\ V_{Sd} \end{bmatrix}, \quad (25)$$

$$\mathbf{R}_{Sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_S \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} R_{Sc} & R_{Scd} \\ R_{Sdc} & R_{Sdd} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{Lm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_L \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} R_{Lcc} & R_{Lcd} \\ R_{Ldc} & R_{Ldd} \end{bmatrix}. \quad (26)$$

Также необходимо задание вектора источников падающих мод:

$$\mathbf{V}_{0m} = (\mathbf{E} + \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1})^{-1} \mathbf{V}_{Sm} = \begin{bmatrix} V_{0c} \\ V_{0d} \end{bmatrix}, \quad (27)$$

и коэффициентов отражения мод:

$$\mathbf{\Gamma}_{Sm} = (\mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}) = \begin{bmatrix} \Gamma_{Sc} & \Gamma_{Scd} \\ \Gamma_{Sdc} & \Gamma_{Sdd} \end{bmatrix}, \quad (28)$$

$$\mathbf{\Gamma}_{Lm} = (\mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}) = \begin{bmatrix} \Gamma_{Lcc} & \Gamma_{Lcd} \\ \Gamma_{Ldc} & \Gamma_{Ldd} \end{bmatrix}, \quad (29)$$

где \mathbf{E} – единичная матрица, а элементы матрицы характеристических импедансов мод \mathbf{Z}_{cm} определяются как:

$$Z_{cmi} = \sqrt{\frac{L_{mi}}{C_{mi}}}, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (30)$$

где L_{mi} и C_{mi} – элементы диагонализированных матриц погонных коэффициентов электромагнитной (\mathbf{L}) и электростатической (\mathbf{C}) индукции.

Использование подхода позволяет определить составляющие нечётной и чётной мод на концах пары связанных линий и вычислить отклик в узле схемы.

1.3. Вычисление матриц погонных коэффициентов методом моментов

При расчёте временного отклика витка нужно знать его матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} . Квазистатический подход на основе численного решения уравнений Максвелла с помощью МоМ является наиболее простым, но удобным и эффективным для их вычисления. Пример поперечного сечения пары связанных линий с бесконечной плоскостью земли показан на рисунке 2. Для вычисления матриц

погонных параметров сначала выполняется сегментация границ структуры (когда каждая граница разбивается на элементарные отрезки – подынтервалы).

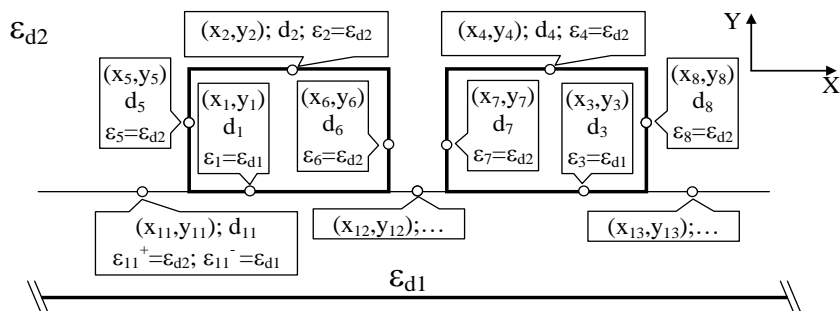


Рис. 2. Сегментация двумерной конфигурации границ поперечного сечения

Каждый n -й подынтервал описывается следующими параметрами: x_n и y_n – координаты центра по осям X и Y подынтервала соответственно; d_n – длина подынтервала; ε_n – диэлектрическая проницаемость справа от подынтервала проводник-диэлектрик; ε_n^+ и ε_n^- – диэлектрические проницаемости справа и слева от подынтервала диэлектрик-диэлектрик (относительно оси X или Y). Эти параметры используются для вычисления элементов квадратной и плотной матрицы S . Решение системы линейных алгебраических уравнений с ней для каждого из N_{cond} векторов свободных членов (по количеству проводников в структуре) дает распределение заряда на границах структуры, из которых вычисляются коэффициенты матрицы C . Коэффициенты матрицы L можно вычислить как произведение диэлектрической проницаемости вакуума ε_0 , магнитной проницаемости вакуума μ_0 и матрицы, обратной матрице C , вычисленной с помощью этого же подхода, но при относительной диэлектрической проницаемости каждого диэлектрика равной обратному значению его относительной магнитной проницаемости. Подробный вывод моделей для вычисления матриц погонных коэффициентов представлен в [24].

2. Исследуемые структуры витка меандровой линии

Прежде чем перейти к описанию разработанных моделей представим исследуемые асимметричные структуры: поперечные сечения витка МЛ и его схему соединений. Одним из примеров такой структуры является виток с

лицевой связью (рисунок 3а), где буквами «А» и «О» обозначены активный и опорный проводники витка. Другим примером является виток с боковой связью (на основе микрополоска) с разной шириной проводника (рисунок 3б).

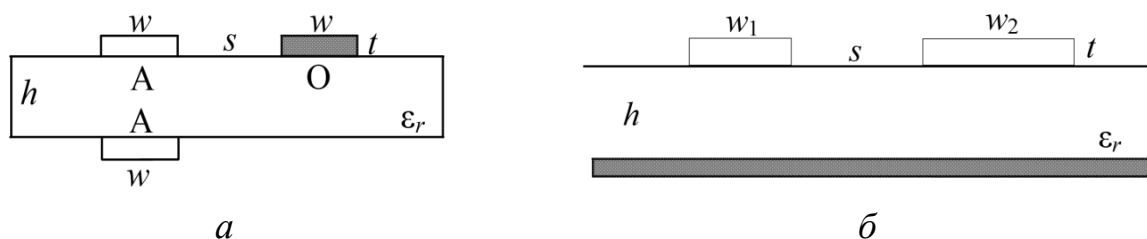


Рис. 3. Вид поперечного сечения витка МЛ:

с лицевой связью (а) и на основе микрополосковой линии (б)

Схема соединений витка МЛ показана на рисунке 4. Он состоит из двух параллельных друг другу и опорному проводнику сигнальных проводников (длиной l), закороченных на дальнем конце. Первый проводник соединен с источником э.д.с. (V) с внутренним сопротивлением $R1$, а второй – с нагрузкой с внутренним сопротивлением $R2$.

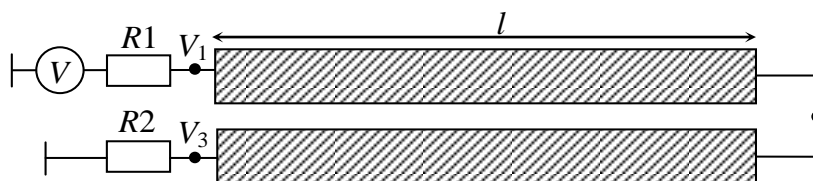


Рис. 4. Схема соединений витка МЛ

В витке МЛ с асимметричным поперечным сечением распространяются две моды, каждая со своей погонной задержкой: четная (τ_e) и нечетная (τ_o). Одновременно с началом распространения основного сигнала на выход витка (без задержки) приходит перекрестная наводка от его фронта. Также на выход витка приходит дополнительный импульс с погонной задержкой $(\tau_o + \tau_e)/2$, возникающий из-за асимметрии поперечного сечения. Отметим, что в витке с лицевой связью (рисунок 3а) скорость распространения четной моды больше чем нечетной, а в витке с боковой связью (рисунок 3б) наоборот, что нужно учитывать при разработке моделей.

3. Разработка математического аппарата для анализа

Ниже будут представлены разработанные модели для анализа витка МЛ с асимметричным поперечным сечением, полученные на основе описанных ранее подходов. Эти модели позволяют вычисление излучаемых эмиссий витка; аналитическое вычисление временного отклика на выходе витка; получения условий полного разложения СКИ в многокаскадных устройствах.

3.1. Вычисление излучаемых эмиссий

Рассмотрим виток МЛ, показанный на рисунке 4. Разделив оба проводника на ряд сегментов одинаковой длины, каждый из проводников можно представить как N последовательно соединённых отрезков. В таком случае их можно рассматривать как N -портовый многополюсник, при этом проводники вдоль всей длины формируются путём короткого замыкания соседних портов многополюсника между собой. После вычисления значений токов на концах каждого сегмента (порта многополюсника), распределение тока \mathbf{I} вдоль длины проводников будет иметь вид вектора, в котором каждый элемент I_n является значением тока в сегменте n :

$$\mathbf{I}^T = [I_1, I_2, \dots, I_N]. \quad (31)$$

Таким образом, интеграл из (12) можно заменить суммой из N интегралов для каждого сегмента, принимая значение I_n постоянным в пределах сегмента:

$$\mathbf{A} = \mu \sum_N I_n \int_{\Delta_n} \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dl. \quad (32)$$

Для вычисления значений напряженности поля в дальней зоне эквивалентная модель представляется антенной из N элементов с током I_n . Тогда векторный потенциал поля в дальней зоне будет вычисляться как:

$$\mathbf{A} = \frac{\mu e^{-jkr_0}}{4\pi r_0} \sum_N I_n \Delta l_n e^{jkr_n \cos \xi_n}, \quad (33)$$

где r_0 и r_n – радиус-векторы к удалённой точке поля и к источнику соответственно, ξ – угол между r_0 и r_n , k – волновое число.

Тогда в сферической системе координат компоненты поля в дальней зоне определяются выражениями:

$$E_{\theta} = -j\omega A_{\theta}, \quad (34)$$

$$E_{\varphi} = -j\omega A_{\varphi}. \quad (35)$$

Такой подход к вычислению токов в витке МЛ применим для вычисления излучаемых эмиссий по общей модели (12) и не зависит от симметрии витка.

3.2. Аналитическое вычисление формы сигнала на выходе витка

Поскольку схема соединений витка МЛ соответствует схеме соединений пары связанных линий с закороткой на конце, то для вычисления отклика на выходе витка (узел V_3 на рисунке 4) необходимо определить составляющие четной и нечетной мод на ближнем конце ($x=0$) пассивного проводника пары связанных линий (рисунок 1). На основе выражений (25)–(30) в общем виде получены выражения, определяющие эти составляющие временного отклика:

$$V_c(0, t) = V_{0c} + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) + \Gamma_{Ldd}\Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \\ + \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)), \quad (36)$$

$$V_d(0, t) = V_{0d} + \Gamma_{Ldd}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \\ + \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)), \quad (37)$$

где Γ_{Scc} , Γ_{Scd} , Γ_{Sdc} , Γ_{Sdd} – коэффициенты отражения на ближнем конце из (28), а Γ_{Lcc} , Γ_{Lcd} , Γ_{Ldc} , Γ_{Ldd} – на дальнем конце из (29), T_c , T_d – времена распространения четной и нечетной мод вдоль проводника.

Выражения (36) и (37) для связанной линии применимы к витку МЛ, если учесть окончания на дальнем конце витка (в узле V_2 на рисунке 4) для каждой моды. Для этого необходимо задать значения импедансов на стыке полувитков: для четной моды он $R_{Lcc} = \infty$, что соответствует режиму холостого хода (коэффициент отражения $\Gamma_{Lcc}=1$), а для нечетной моды он $R_{Ldd} = 0$, что соответствует режиму короткого замыкания (коэффициент отражения $\Gamma_{Ldd}=-1$).

Для ясности изложения опишем влияние каждой из компонент выражений (36) и (37) на временной отклик на выходе витка, рассмотрев детально каждое из

слагаемых. Первые слагаемые (V_{0c} и V_{0d}) выражений (36) и (37) определяют форму четной и нечетной составляющих наводки на ближнем конце и однозначно определяются выражением (27). Второе слагаемое (36) и третье слагаемое (37) определяют форму чётной моды, а третье слагаемое (36) и вторая слагаемое (37) – форму нечётной моды. Форма дополнительного импульса определяется четвертым и пятым слагаемыми выражений (36) и (37) для чётной и нечётной составляющих.

Окончательный вид универсальной модели вычисления временного отклика на выходе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением на основе выражений (36) и (37) и учета коэффициентов матрицы \mathbf{T}_V (23):

$$\begin{aligned}
 V_3(t) &= T_{Vc,2} V_c(0,t) + T_{Vd,2} V_d(0,t) = \\
 &= T_{Vc,2} \left(\begin{aligned} &V_{0c} + (1 + \Gamma_{Scc}) V_{0c}(t - 2T_c) - \Gamma_{Scd} V_{0d}(t - 2T_d) + \\ &+ \Gamma_{Ldc} \Gamma_{Scd} V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd} (1 + \Gamma_{Scc}) V_{0d}(t - (T_c + T_d)) \end{aligned} \right) + \\
 &+ T_{Vd,2} \left(\begin{aligned} &V_{0d} - (1 + \Gamma_{Sdd}) V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Sdc} V_{0c}(t - 2T_c) + \\ &+ \Gamma_{Lcd} \Gamma_{Sdc} V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc} (1 + \Gamma_{Sdd}) V_{0c}(t - (T_c + T_d)) \end{aligned} \right). \quad (38)
 \end{aligned}$$

Аналогичным образом могут быть получены модели на входе МЛ (в узле V_1 рисунка 4) и в конце витка (в узле V_2 рисунка 4), но здесь они не приводятся.

3.3. Условия полного разложения СКИ в многокаскадных структурах

Для полного разложения СКИ на выходе многокаскадных структур (примеры схем устройств из 2-х, 3-х и 4-х каскадов показаны на рисунке 5) нужно, чтобы все импульсы разложения в каждом последующем витке пришли к его концу не раньше импульсов разложения из предыдущего витка. Для этого нужно обеспечить задержку каждого импульса разложения больше суммы задержки предыдущего и общей длительностью СКИ.

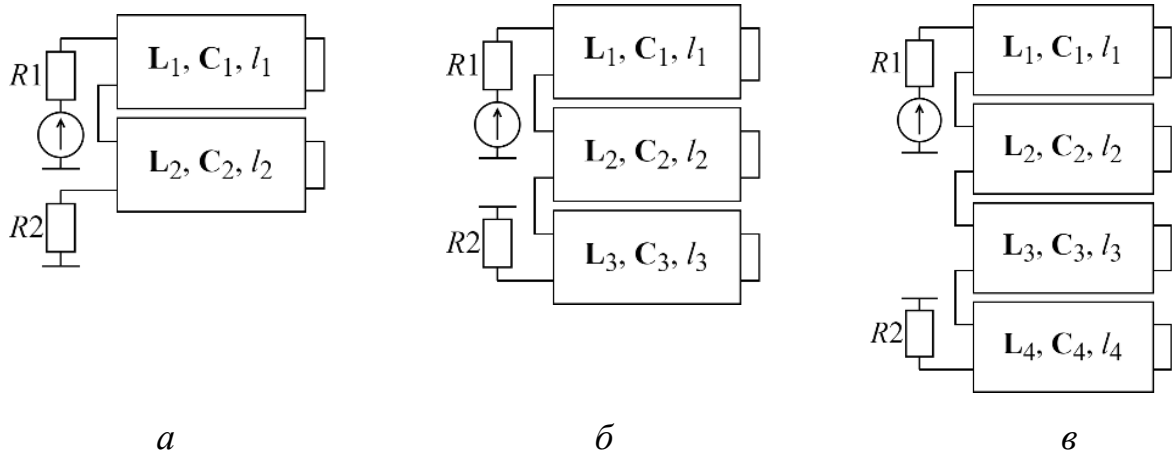


Рис. 5. Схема соединений многокаскадного устройства на основе двух (а), трех (б) и четырех (в) витков

Для определения задержек всех импульсов разложения введем множества T_i , состоящие из произведений погонных задержек перекрестной наводки, четной моды, дополнительного импульса и нечетной моды на удвоенную длину n -го витка. Это значит, что выражения, определяющие задержки импульсов разложения на выходе многокаскадных МЛ, можно определить, как суммы элементов кортежей, полученных в результате декартового произведения семейства множеств $\{T_1, \dots, T_m\}$:

$$P_i = \left\{ \sum_{j=1 \dots m} c_j \mid c_j \in C_i, i \in \{1, \dots, N\} \right\}, C_j \in T_j \times \dots \times T_m, \quad (39)$$

где P_i – задержка i -го импульса разложения, c_j – элементы кортежа C , C – кортеж, полученный при декартовом произведении множеств задержек импульсов T_i . Отсортировав множество P по возрастанию значений, получим множество задержек импульсов разложения P_s для любой из структур.

В результате анализа выражений, определяющих задержку каждого последующего импульса разложения СКИ в конце многокаскадного устройства защиты, а также выявления и анализа закономерностей изменения задержки каждого из импульсов последовательности разложения СКИ, получены следующие универсальные модели для определения задержки импульсов разложения в конце многокаскадного устройства:

$$2l_n \tau_{1n} \geq \sum_{i=n+1}^N 2l_i \tau_{2i} + t_{\Sigma}, n = 1, \dots, N, \quad (40)$$

$$l_n \tau_{2n} \geq l_n \tau_{1n} + \sum_{i=n+1}^N 2l_i \tau_{2i} + t_{\Sigma}, n = 1, \dots, N, \quad (41)$$

где нижние индексы «1» и «2» введены для обозначения быстрой и медленной мод соответственно, а N – число каскадов.

Отметим, что эти выражения позволяют определить условия полного разложения СКИ в линии не только из произвольного числа каскадов, но и с произвольной асимметрией поперечного сечения (вне зависимости от того, какая мода распространяется быстрее), а также учитывают распространение дополнительных импульсов на выходе линии. Для примера на основе (40) и (41) получим условия полного разложения СКИ только в линии с $N=3$ (рисунок 5б). Поскольку отличия условий для устройств на основе витка МЛ с лицевой и боковой связью заключаются лишь в индексах при переменных τ , то здесь представим условия только для витка с лицевой связью (рисунок 3а). Тогда условия полного разложения СКИ:

$$2l_3 \tau_{e3} \geq t_{\Sigma}, \quad (42)$$

$$l_3 \tau_{o3} - l_3 \tau_{e3} \geq t_{\Sigma}, \quad (43)$$

$$2l_2 \tau_{e2} - 2l_3 \tau_{o3} \geq t_{\Sigma}, \quad (44)$$

$$l_2 \tau_{o2} - l_2 \tau_{e2} - 2l_3 \tau_{o3} \geq t_{\Sigma}, \quad (45)$$

$$2l_1 \tau_{e1} - 2l_2 \tau_{o2} - 2l_3 \tau_{o3} \geq t_{\Sigma}, \quad (46)$$

$$l_1 \tau_{o1} - l_1 \tau_{e1} - 2l_2 \tau_{o2} - 2l_3 \tau_{o3} \geq t_{\Sigma}. \quad (47)$$

Выполнение условий (42)–(47) в устройстве из 3 каскадов на основе МЛ с лицевой связью позволит разложить СКИ на 64 импульса.

4. Апробация разработанного математического аппарата

Для апробации разработанного математического аппарата, сначала он был программно реализован в системе компьютерного моделирования TALGAT в виде алгоритмов, программ и модулей на основе языков TALGAT_script и Python. Система TALGAT основана на применении метода моментов для вычисления матриц погонных параметров исследуемых конфигураций и модифицированного узлового метода для вычисления временного отклика [18]. Ниже приведены результаты апробации по каждому из направлений.

Для апробации моделей вычисления излучаемых эмиссий сначала рассмотрим виток МЛ с лицевой связью (рисунок 3а) со схемой соединений, как на рисунке 4. Параметры поперечного сечения витка: $w=300$ мкм, $t=35$ мкм, $h=435$ мкм, $s=100$ мкм, $\varepsilon_r=3,55$. Длина проводников витка $l=1$ м. Значения сопротивлений $R_{S1}=R_{S2}=50$ Ом. Для оценки излучаемых эмиссий получены максимальные значения напряженности поля E для витка МЛ с лицевой связью в дальней зоне с использованием модели (33) и электродинамического моделирования в пакете EMPro. Вычисленные зависимости $|E_{max}|$ от f в диапазоне от 100 МГц до 3 ГГц с шагом 50 МГц показаны на рисунке 6. Из него видно, что зависимости $|E_{max}|(f)$, полученные разными подходами, имеют многорезонансный характер во всем частотном диапазоне, что связано с выбранным шагом изменения f . У зависимости полученной численным методом, наблюдаются ярко выраженные максимумы напряженности. Между тем, на частотах до $f=2,5$ ГГц зависимости довольно хорошо согласуются по амплитуде. Различие вызвано применением разных подходов и ограничениями модели. Примечательно, что для ряда частотных точек $|E_{max}|$, вычисленная по модели, выше, чем численным методом. Это позволяет говорить, что реальное значение ниже, вычисленного по модели.

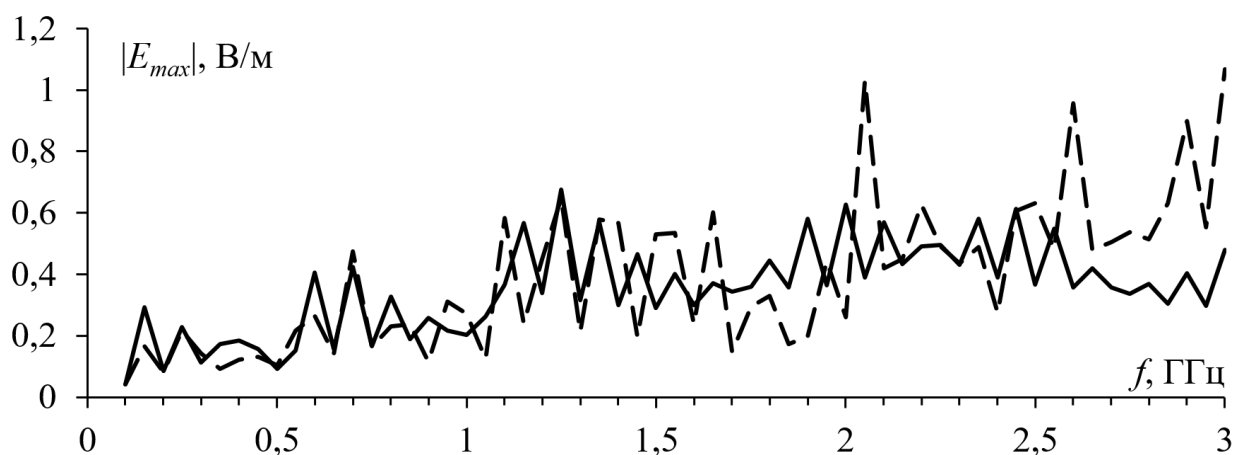


Рис. 6. Зависимости $|E_{max}|$ от f , вычисленные по модели (—) и численным методом (— —)

Таким образом, предложенная модель позволяет оценить амплитуду излучаемых эмиссий, хотя на ряде частот погрешность такой оценки может быть достаточно велика. В качестве примера на рисунке 7 показан двухмерный вид

диаграммы направленности (ДН) витка МЛ на частотах $f=0,5$ ГГц (*а*) и 1 ГГц (*б*), вычисленных по модели (33) в TALGAT и численно в EMPro.

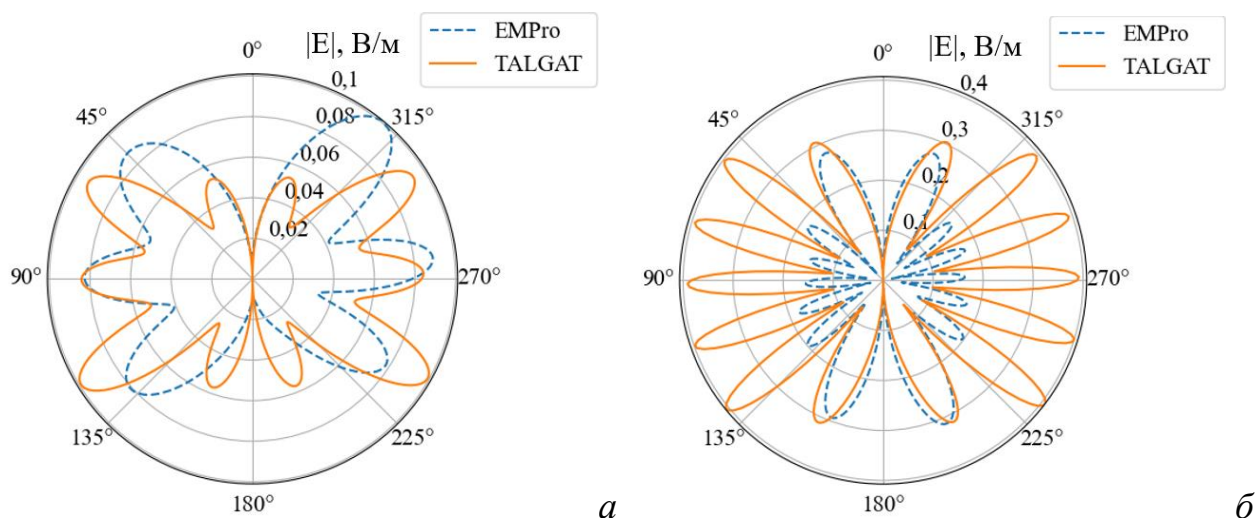


Рис. 7. Вид ДН для витка МЛ с лицевой связью при $\varphi = 0^\circ$ на частоте $f=0,5$ ГГц (*а*) и 1 ГГц (*б*)

Из представленных результатов для 0,5 ГГц видно, что ДН, вычисленные по модели (33) и численно, хорошо согласуются качественно (совпадение общего вида ДН), но существенно отличаются амплитуды их боковых лепестков. На ДН, полученных на основе модели, видны 4 малых лепестка на концах линии (вдоль оси Z), а при численном моделировании они сливаются с ближайшим лепестком. Максимальное значение $|E|$ составило 99 мВ/м по модели (33) и 100 мВ/м при моделировании в EMPro. Для $f=1$ ГГц выявлено, что амплитуда боковых лепестков ДН существенно выше при вычислении на основе модели. Например, максимальное значение напряженности поля E , полученное с помощью модели, составляет 400 мВ/м при $\varphi=0^\circ$ и $\theta=129^\circ$, а в пакете EMPro – 300 мВ/м при $\varphi=0^\circ$ и $\theta=158^\circ$ (рисунок 7б).

Затем выполнена апробация модели (33) на примере витка МЛ с боковой связью (рисунок 3б) с такой же схемой соединений (рисунок 4) и параметрами основы, но при $w_1=300$ мкм и $w_2=450$ мкм. Длина проводников и параметры окончаний такие же, как у витка с лицевой связью. На рисунке 8 показаны вычисленные зависимости $|E_{max}|(f)$ для структуры в дальней зоне, полученные с помощью модели (33) и в пакете EMPro, в диапазоне от 100 МГц до 3 ГГц.

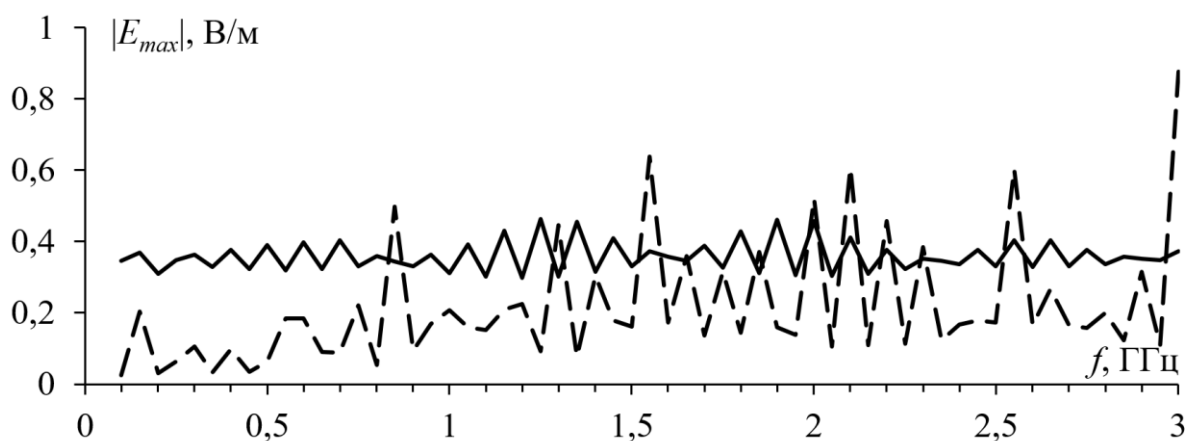


Рис. 8. Зависимости $|E_{max}|$ от f , вычисленные по модели (—) и численным методом (— —)

Из рисунка 8 видно, что значение $|E_{max}|$, вычисленное по модели, во всем диапазоне частот (за исключением нескольких максимумов) выше вычисленного численно. Различие связано с применением разных подходов и ограничениями модели. Как и ранее, это позволяет предполагать, что реальное значение будет ниже, вычисленного по модели. Поэтому подход для его оценки, основанный на модели (33), может применяться для грубой предварительной оценки. Также отметим, что усредненное значение $|E_{max}|$ во всем частотном диапазоне выше, чем для витка с боковой связью. В качестве примера на рисунке 9 представлены ДН на частоте 1 ГГц вычисленные на основе модели (33) в TALGAT и численно в пакете EMPro при $\varphi = 0^\circ$ и $\varphi = 90^\circ$.

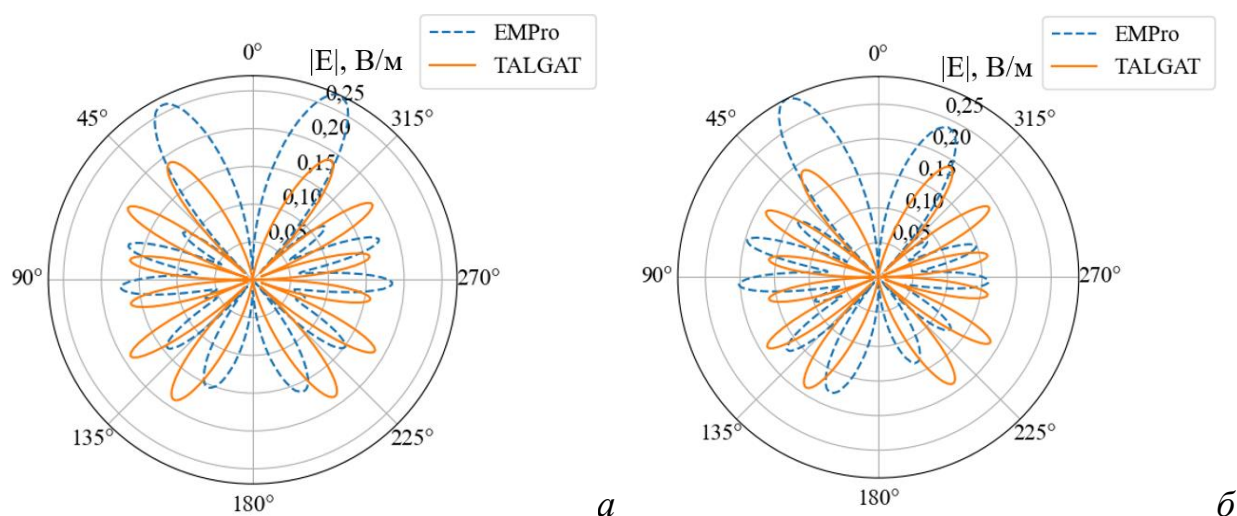


Рис. 9. Вид ДН для витка МЛ с боковой связью при $\varphi = 0^\circ$ (а) и $\varphi = 90^\circ$ (б), полученных разными подходами

Из рисунка 9 видно, что результаты вычисления качественно хорошо согласуются с результатами моделирования, однако при сравнении значений уровня и ширины лепестков наблюдаются существенные отличия. В результате моделирования в пакете EMPro уровень и ширина (по уровню -3 дБ) главного лепестка составили 289 мВ/м и 21° , а при вычислении с использованием модели (33) – 191 мВ и 15° .

Таким образом, в результате сравнения выявлено, что предложенная модель для оценки излучаемых эмиссий хорошо согласуется качественно с результатами численного моделирования в пакете полноволнового анализа EMPro, однако плохо согласуется количественно. Между тем, практически во всем диапазоне рассматриваемых частот, амплитуда, вычисленная на основе модели (33), оказывается выше, чем полученная численно. Это позволяет говорить о возможности применения модели для предварительной грубой оценки максимальной амплитуды излучаемых эмиссий от структуры витка МЛ с асимметричным поперечным сечением.

Апробация аналитической модели (38) выполнена для двух случаев. Сначала выполнено квазистатическое моделирование витка МЛ с лицевой связью (рисунок 3а). В результате эмпирического поиска выбраны следующие параметры поперечного сечения: $w=1000$ мкм, $t=35$ мкм, $h=710$ мкм, $s=100$ мкм, $\epsilon_r=4,5$, длина витка l составила $0,45$ м. Схема соединений такая же, как на рисунке 4. Длительности фронта, спада и плоской вершины воздействующего импульса выбраны по 50 пс, а амплитуда э.д.с источника 1 В. Значения сопротивлений $R1=R2=50$ Ом. Совокупность параметров поперечного сечения определяет матрицы **C** и **L**, вычисленные в системе TALGAT:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 105,801 & -63,0499 \\ -63,0499 & 88,9654 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 393,673 & 248,376 \\ 248,376 & 561,958 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}.$$

Тогда общая модель (38) для выбранных параметров поперечного сечения и окончаний витка примет вид:

$$V_3(t) = 0,653[V_{0c} + 0,56V_{0c}(t - 2T_c) + 0,274V_{0d}(t - (T_d + T_c)) + 0,332V_{0d}(t - 2T_d)] + \\ + 0,969[V_{0d} - 1,03V_{0d}(t - 2T_d) + 0,18V_{0c}(t - (T_d + T_c)) - 0,123V_{0c}(t - 2T_c)], \quad (48)$$

где $T_d=l\tau_d$ и $T_c=l\tau_c$ (погонные задержки мод $\tau_d=4,9$ нс/м и $\tau_c=6,05$ нс/м).

Вычисленные формы напряжений на выходе витка МЛ (в узле V_3) численным методом в системе TALGAT и аналитически (48), показаны на рисунке 10. Видно, что формы напряжения импульсов в конце витка МЛ с лицевой связью состоят из 4 основных импульсов. Формы напряжения, вычисленные двумя подходами, совпадают по задержке, амплитуде и полярности. Амплитуда на выходе при этом составила 0,209 В.

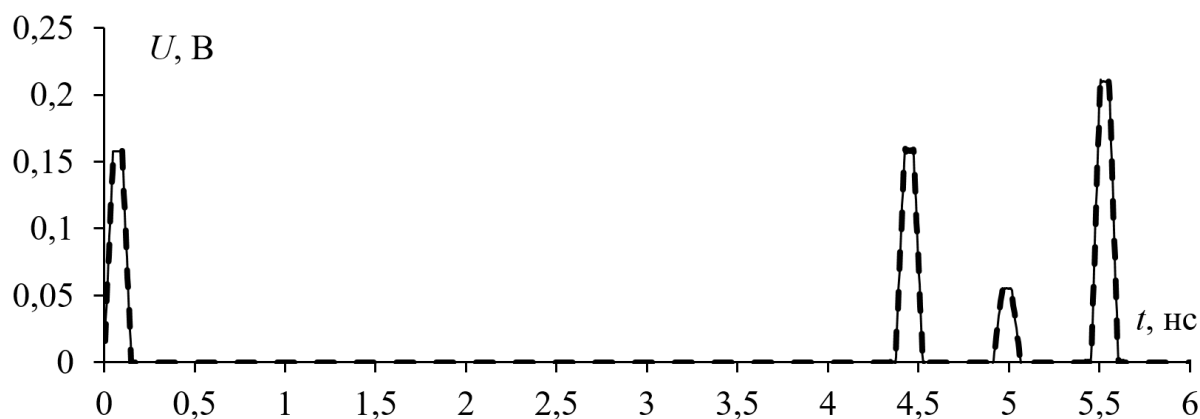


Рис. 10. Формы напряжения на выходе витка МЛ с лицевой связью, полученные численным моделированием (—) и аналитически (---)

Затем выполнено аналогичное моделирование витка МЛ с боковой связью и разной шириной проводников (рисунок 3б). Получены следующие параметры поперечного сечения: $w_1=1000$ мкм, $w_2=1500$ мкм, $t=105$ мкм, $h=510$ мкм, $s=200$ мкм, $\epsilon_r=4,5$, длина линии l составила 0,3 м. Схема соединений такая же, как на рисунке 4. Параметры воздействия и окончаний такие же как для витка с лицевой связью. Совокупность параметров поперечного сечения определяет следующие матрицы **C** и **L**:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 139,099 & -27,5725 \\ -27,5725 & 179,892 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 259,819 & 73,5429 \\ 73,5429 & 213,61 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}.$$

Общая модель (38) для выбранных параметров поперечного сечения и окончаний витка примет следующий вид

$$V_3(t) = 0,725[V_{0c} + 1,02V_{0c}(t - 2T_c) - 0,086V_{0d}(t - (T_d + T_c)) - 0,098V_{0d}(t - 2T_d)] + \\ + 0,561[V_{0d} - 1,24V_{0d}(t - 2T_d) - 0,067V_{0c}(t - (T_d + T_c)) + 0,063V_{0c}(t - 2T_c)]. \quad (49)$$

где $T_d=l\tau_d$ и $T_c=l\tau_c$ (погонные задержки мод $\tau_d=5,5$ нс/м и $\tau_c=6,36$ нс/м).

Вычисленные формы напряжения на выходе витка МЛ (узел V_3), полученные двумя методами, показаны на рисунке 11. Видно, что наблюдается последовательность из четырех основных импульсов: перекрестной наводки, импульсов нечетной и четной мод, а также дополнительного импульса. Формы напряжения импульсов в конце витка МЛ, вычисленные численным методом и по аналитической модели (49), совпадают по задержке, амплитуде и полярности. Амплитуда на выходе при этом составила 0,243 В.

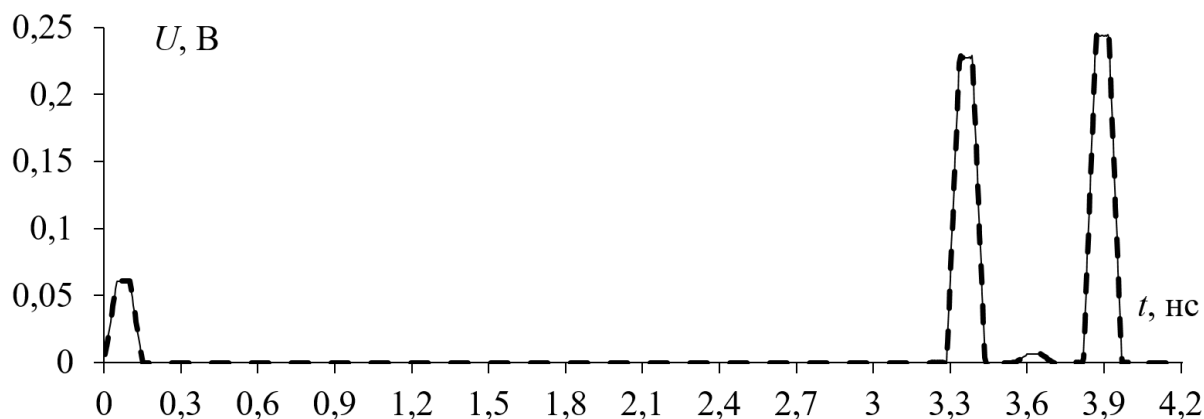


Рис. 11. Формы напряжения на выходе витка МЛ с боковой связью, полученные численным моделированием (—) и аналитически (---)

Таким образом, в результате моделирования выполнена апробация общей модели (38), учитывающей распространение дополнительного импульса, а также показана ее корректность на примере двух случаев витка МЛ (с боковой и лицевой связью) с асимметричным поперечным сечением.

Наконец, представим результаты проверки моделей и полученных на их основе условий полного разложения СКИ в многокаскадных устройствах в системе TALGAT. В качестве примера рассмотрим только устройство из 3 каскадов (рисунок 5б) на основе витка с лицевой и боковой связями и соответствующие ему условия (42)–(47). Отметим, что при моделировании схемы из рисунка 4 внутреннее сопротивление генератора ($R1$) и сопротивление нагрузки ($R2$) приняты по 50 Ом. В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции, с амплитудой э.д.с. источника 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, а фронта и спада по 50 пс.

Сначала рассмотрим виток с лицевой связью и условия (42)–(47). В результате оптимизации параметров витка по критериям выполнения условий получены следующие параметры витка: $w=8447$ мкм, $t=4846$ мкм, $s=2482$ мкм, $h=9118$ мкм и $\varepsilon_r=10,6$, $l_1=5120$ мм, $l_2=640$ мм, $l_3=80$ мм. Их совокупность дает погонные задержки четной и нечетной мод каждого витка $\tau_e=5,86$ нс/м, $\tau_o=8,44$ нс/м. С помощью известных длин витков найдены задержки каждого из импульсов разложения $I1$ – $I64$. При подстановке известных значений параметров в условия (42)–(47) они выполняются. Форма напряжения на выходе устройства показана на рисунке 12.

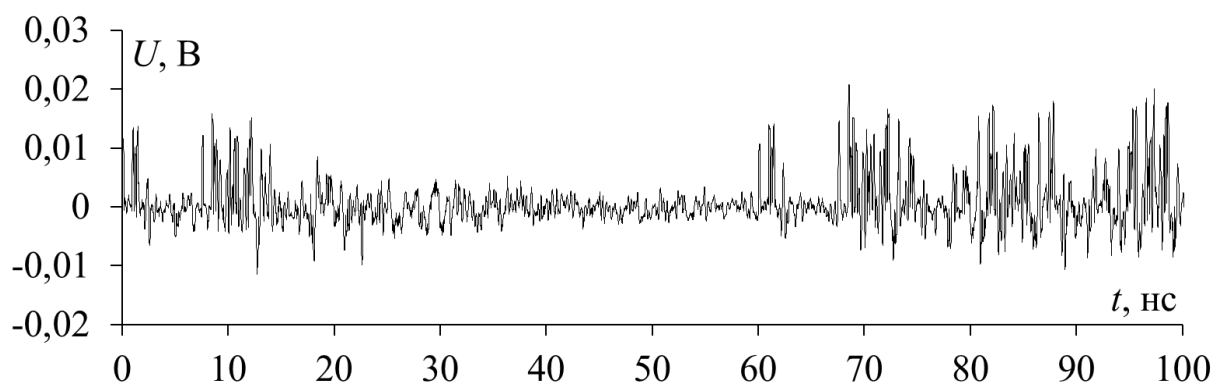


Рис. 12. Форма напряжения на выходе трехкаскадного устройства на основе витка с лицевой связью с оптимальными параметрами

Видно, что СКИ стал в конце устройства последовательностью из 64 основных импульсов с амплитудой менее 0,021 В, а на выходе линии присутствуют также импульсы, вызванные отражениями. Ослабление СКИ составило 24,11 раза (относительно $E/2$).

Теперь рассмотрим виток с боковой связью. Как уже отмечалось, условия разложения СКИ для него будут отличаться от условий (23)–(28) лишь индексами при τ (нижние индексы « e » и « o » нужно заменить на « o » и « e »). В результате оптимизации параметров витка по критериям выполнения таких условий получен следующий набор параметров: $w_1=100$ мкм, $w_2=800$ мкм, $t=452$ мкм, $s=49$ мкм, $h=540$ мкм, $\varepsilon_r=15$, $l_1=1620$ мм, $l_2=270$ мм, $l_3=45$ мм. Вычисленные погонные задержки витка составили $\tau_o=5,06$ нс/м и $\tau_e=9,54$ нс/м. Вычисленная форма напряжения в конце устройства показана на рисунке 13.

СКИ стал в конце устройства последовательностью из 64 основных импульсов с амплитудой, не превышающей 0,040 В, а ослабление составило 12,54 раза.

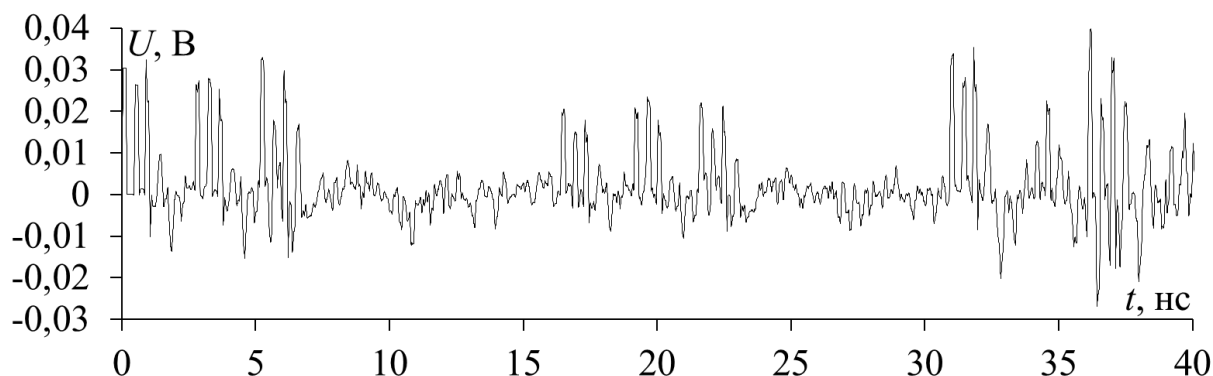


Рис. 13. Форма напряжения на выходе трехкаскадного устройства на основе витка меандровой МПЛ с оптимальными параметрами

Рассмотрим случай, когда условия не выполняются только на примере витка с лицевой связью. Для этого изменим входное воздействие, увеличив длительность плоской вершины до 200 пс, а фронта и спада – до 100 пс, и вычислим отклик устройства с исходным набором параметров. При этом условия (42) и (46) не будут выполняться. Отклик на такое воздействие показан на рисунке 14. Видно, что амплитуда на выходе устройства составила 0,033 В, а ослабление СКИ – лишь 15,26 раза.

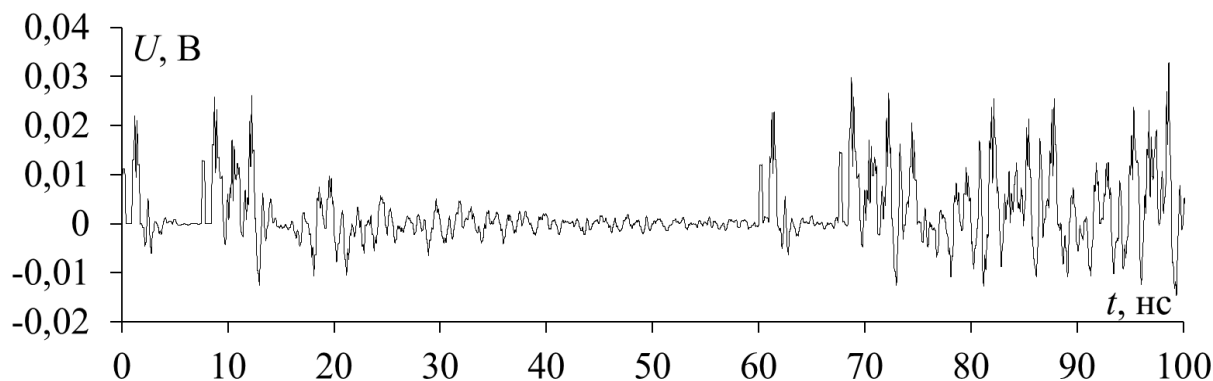


Рис. 14. Форма напряжения на выходе трехкаскадного устройства при невыполнении условий полного разложения СКИ

Чтобы выполнить условия, увеличим длины каждого каскада вдвое. Вычисленная форма напряжения в конце такого устройства на воздействие с увеличенной длительностью показана на рисунке 15. Видно, что амплитуда на выходе устройства не превышает 0,020 В, которая практически совпадает с

амплитудой при исходном наборе параметров и воздействия. Увеличение амплитуды вызвано наложением основных и отраженных импульсов.

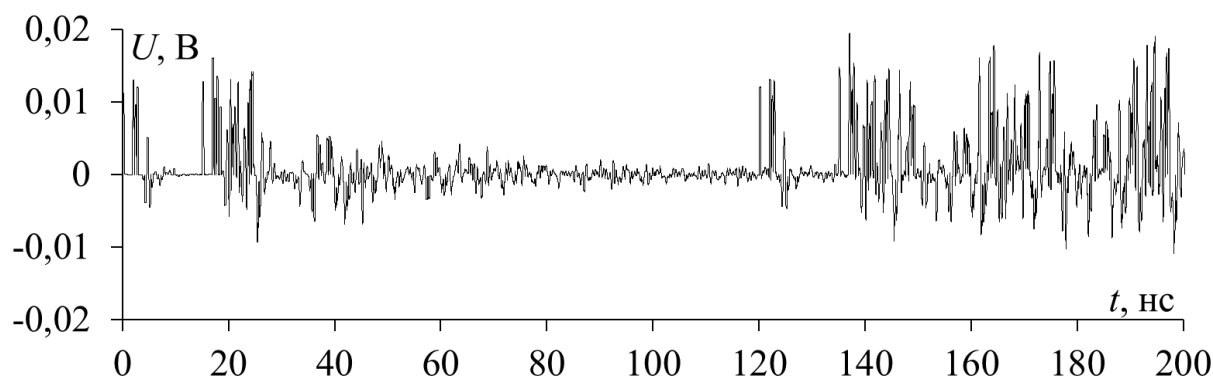


Рис. 15. Форма напряжения на выходе трехкаскадного устройства при увеличении длин каскадов

Таким образом, в результате численного моделирования двух устройств из 3 каскадов на основе витка с асимметричным поперечным сечением показана корректность разработанных моделей (40), (41) и полученных на их основе условий (42)–(47), обеспечивающих разнос импульсов по времени, в том числе с учетом дополнительного импульса разложения.

Заключение

В работе кратко представлен математический аппарат для анализа защитных устройств на основе витка МЛ, учитывающий специфику влияния асимметрии поперечного сечения на возникновение и распространение дополнительных импульсов разложения. В разработанный математический аппарат вошли: модель для вычисления излучаемых эмиссий от витка с произвольным поперечным сечением; модель для аналитического вычисления временного отклика на выходе витка; модели для получения условий, обеспечивающих полное разложение СКИ в многокаскадных устройствах. Для структуры из трех каскадов с лицевой связью в качестве примера получены условия полного разложения СКИ, полученные на основе этих моделей.

Выполнена апробация математического аппарата на примере структур с лицевой и боковой связью с помощью моделирования в разных программных продуктах. Сначала выполнена апробация модели для вычисления излучаемых

эмиссий. В результате сравнения частотных зависимостей максимальной напряженности поля, вычисленной на основе модели и численно, получены неоднозначные результаты. Для витка МЛ с лицевой связью выявлено, что зависимости хорошо согласуются качественно в частотном диапазоне до 2,5 ГГц, но могут существенно отличаться количественно (на ряде частот наблюдаются выраженные максимумы частотной зависимости, полученной численно). Для витка с боковой связью выявлено, что максимальный модуль напряженности поля, вычисленный по модели, во всем диапазоне частот (за исключением нескольких максимумов) выше вычисленного численно. Различие связано с ограничениями модели и применяемыми подходами. Построенные дополнительно ДН подтверждают выявленные количественные несовпадения. Таким образом, предложенная модель позволяет грубо оценить амплитуду излучаемых эмиссий, хотя на ряде частот погрешность такой оценки может быть достаточно велика. Между тем, анализ результатов позволяет заключить, что реальная напряженность поля будет ниже вычисленной по модели, что позволяет применять модель для предварительных оценок. В результате апробации модели для аналитического вычисления временного отклика на выходе витка выявлено полное совпадение откликов, полученных на основе модели и численно (с помощью метода моментов и модифицированного узлового метода), что доказывает её корректность для вычисления отклика асимметричных структур. Выполнена апробация моделей для получения условий полного разложения СКИ на примере устройств из 3 каскадов и доказана корректность разработанных моделей для получения условий полного разложения. Также рассмотрен случай, когда полученные с помощью моделей условия не выполняются, что приводит к увеличению амплитуды сигнала на выходе устройств и уменьшению ослабления.

Финансирование: Исследование выполнено при финансовой поддержке гранта Российского научного фонда №21-79-00161.

Литература

1. ГОСТ 50628-2000. *Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость машин электронных вычислительных персональных к электромагнитным помехам. Требования и методы испытаний.* Москва, Стандартинформ. 2020. 10 с.
2. ГОСТ 51317.4.1-2000. *Совместимость технических средств электромагнитная. Испытания на помехоустойчивость. Виды испытаний.* Москва, Стандартинформ. 2001. 11 с.
3. Фоминич Э.Н., Владимиров Д.Р. Электромагнитный терроризм. Новая угроза для информационно-управляющих систем. *Военный инженер.* 2016. №2. С.10-17.
4. Mora N., Vega F., Lugrin G., Rachidi F, Rubinstein M. Study and classification of potential IEMI sources. *System Design and Assessment Notes.* 2014. №41. P.1-92.
5. Здухов Л.Н., Парфёнов Л.Н., Тарасов О.А., Чепелев В.М. Три возможных механизма возникновения отказов электронных устройств в результате электромагнитного воздействия. *Технологии ЭМС.* 2018. Т.2. №65. С.22-35.
6. Гизатуллин З.М. *Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри зданий при широкополосных электромагнитных воздействиях.* Казань, Казанский национальный исследовательский технический университет имени А. Н. Туполева. 2012. 254 с.
7. Кечиев Л.Н. *Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры.* Москва, Группа ИДТ. 2007. 616 с.
8. Колдунов А.С. *Радиолобительская азбука. Аналоговые устройства.* Москва, СОЛОН-Пресс. 2009. Т.2. 288 с.
9. Messier M.A., Smith K.S., Radasky W.A., Madrid M.J. Response of telecom protection to three IEC waveforms. *Proc. of the 15th Int. Zurich Symp. on EMC.* Zurich – Switzerland. 2003. P.127-132.
10. Krzikalla R., Luiken J., L. ter Haseborg J. Systematic description of the protection capability of protection elements. *Proc. of IEEE Int. Symp. on EMC.* Honolulu HI – USA. 2007. P.1-4. <https://doi.org/10.1109/ISEMC.2007.177>

11. Cui Q., Dong S., Han Y. Investigation of waffle structure SCR for electrostatic discharge (ESD) protection. in *IEEE International Conference on Electron Devices and Solid State Circuit (EDSSC)*. Bangkok – Thailand. 2012. P.3-5. <https://doi.org/10.1109/EDSSC.2012.6482791>
12. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. *Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата*. Томск, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. 2013. 151 с.
13. Surovtsev R.S., Nosov A.V., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. Possibility of Protection Against UWB Pulses Based on a Turn of a Meander Microstrip Line. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2017. V.59. №6. P.1864-1871. <https://doi.org/10.1109/TEMC.2017.2678019>
14. Surovtsev R.S., Nosov A.V., Zabolotsky A.M. Simple method of protection against UWB pulses based on a turn of meander microstrip line. *16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electronic Devices*. 2015. P.175-177. <https://doi.org/10.1109/EDM.2015.7184519>
15. Belousov A.O., Chernikova E.B., Samoylichenko M.A., Medvedev A.V., Nosov A.V., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M. From Symmetry to Asymmetry: The Use of Additional Pulses to Improve Protection against Ultrashort Pulses Based on Modal Filtration. *Symmetry*. 2020. V.12. №7. P.1117. <https://doi.org/10.3390/sym12071117>
16. Kim G.Y., Nosov A.V., Surovtsev R.S., Gazizov T.T., Maximov A.E. Conditions for ultrashort pulse decomposition in multi-cascade protection devices based on meander microstrip lines. *Journal of Physics: Conference Series*. 2020. V.1679. P.1-6. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1679/2/022059>
17. Джонсон Г., Грэхем М. *Высокоскоростная передача цифровых данных. Высший курс черной магии*. Москва, Издательский дом «Вильямс». 2005. 1024 с.
18. Kuksenko S.P., Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation. *IOP Conf. Series:*

Materials Science and Engineering. 2019. V.560. P.1-7.

<https://doi.org/10.1088/1757-899X/560/1/012110>

19. Григорьев А.Д. *Методы вычислительной электродинамики*. Москва, Физматлит. 2013. 430 с.

20. Harrington R.F. Matrix Methods for Field Problems. *Proc. of the IEEE*. 1967. V.55. №2. P.136-149. <https://doi.org/10.1109/PROC.1967.5433>

21. Harrington R.F. *Field computation by moment methods*. New York, Macmillan. 1968. 240 p.

22. Trueman C.W., Kubina S.J. Fields of complex surfaces using wire grid modelling *IEEE transactions on magnetics*. 1991. V.27. №5. P.4626-4267. <https://doi.org/10.1109/20.105043>

23. Park S., Xiao F., Kami Y. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2010. V.52. №2. P.436-446. <https://doi.org/10.1109/TEMC.2010.2045759>

24. Gazizov T.R. Calculation of a Capacitance Matrix for a Two-Dimensional Configuration of Conductors and Dielectrics with Orthogonal Boundaries. *Russian Physics Journal*. 2004. V.47. P. 326-328. <https://doi.org/10.1023/B:RUPJ.0000038753.99402.5c>

Для цитирования:

Суровцев Р.С. Математический аппарат для анализа помехоподавляющих полосковых устройств с асимметричной структурой. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2023. №2. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.2.10>