

УДК 621.3

Методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением

Карри С., Кенжегулова З. М., Суровцев Р. С.

Постановка задачи: компактность и быстродействие современных радиоэлектронных средств (РЭС) обеспечивается высокой плотностью трассировки и увеличением верхних граничных частот спектра используемых сигналов, что неуклонно ведет к снижению запаса их помехоустойчивости. Это делает их уязвимыми к различным электромагнитным воздействиям (ЭМВ). Одним из опасных видов ЭМВ являются мощные сверхширокополосные (СШП) импульсные воздействия, генераторы которых могут применяться для намеренного выведения РЭС из строя. Традиционные средства защиты от помех не способны обеспечить должную защиту из-за недостатка быстродействия и мощности. Сравнительно новым подходом к защите являются полосковые устройства на основе витка меандровой линии, физический принцип защиты которых основан на явлении модального разложения сигнала во временной области. Асимметрии поперечного сечения таких полосковых устройств является ресурсом для увеличения ослабления СШП воздействия за счёт разложения на большее число импульсов. Для анализа временного отклика таких устройств разработан математический аппарат, учитывающий распространение дополнительных импульсов. Между тем, он может применяться не только для анализа, но и для синтеза устройств защиты на основе структур с асимметричным поперечным сечением. Для этого нужно разработать и апробировать методику такого синтеза. **Целью работы** является разработка методики синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением во временной области. **Используемые методы:** для синтеза устройств защиты предложено использование комплекса аналитических и численных методов для оптимизации и анализа во временной области. Аналитическое вычисление отклика предложено для получения предварительных оценок на раннем этапе синтеза устройств защиты. На её более поздних этапах после получения оптимальных структур, обеспечивающих требуемое разложение воздействия, предложено применение метода моментов и метода конечных разностей во временной области. Для оценки эффективности защиты предложен анализ характеристик воздействия после прохождения устройства на основе N -норм, которые применяются для оценки пределов восприимчивости оборудования к ЭМВ. **Новизна:** методика синтеза полосковых устройств защиты от СШП воздействий предложена впервые и отличается применением на раннем этапе синтеза оригинальных математических моделей для аналитического расчёта временного отклика устройств и позволяет лишь на основе этого расчёта оценить нижнюю границу ослабления воздействия. **Результаты:** показано, что на ранних этапах синтеза устройств защиты достаточно аналитического вычисления временного отклика для получения предварительных оценок ослабления с приемлемой точностью. Различие результатов аналитического и численного вычисления отклика структур из одного витка составило менее 12,5%. Апробация методики позволила разработать два устройства защиты от импульсных СШП воздействий на основе витка, дополнительно свернутого в меандр со слабой связью для раз-

Библиографическая ссылка на статью:

Карри С., Кенжегулова З. М., Суровцев Р. С. Методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением // Системы управления, связи и безопасности. 2023. № 1. С. 90-109. DOI: 10.24412/2410-9916-2023-1-90-109

Reference for citation:

Karri S., Kenzhegulova Z. M., Surovtsev R. S. Methodology for the synthesizing of passive stripline protection devices based on a meander line turn with an asymmetric cross section against of pulsed excitations. *Systems of Control, Communication and Security*, 2023, no. 1, pp. 90-109 (in Russian). DOI: 10.24412/2410-9916-2023-1-90-109

мещения на заданной площади печатной платы. Выбор двух наборов оптимальных параметров позволил продемонстрировать влияние усиления асимметрии поперечного сечения устройства на рост ослабления СШП воздействия из-за распространения дополнительного импульса разложения. Анализ на основе N -норм также доказал применимость аналитической модели на предварительном этапе синтеза устройств, поскольку даёт нижнюю границу ослабления воздействия. **Практическая значимость:** предложенная методика применима для синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных СШП воздействий. Выявленное влияние асимметрии поперечного сечения на амплитуду дополнительного импульса является ресурсом для увеличения ослабления и проектирования устройств с оптимальными параметрами. Предложенные устройства защиты могут использоваться для защиты РЭС от импульсных СШП воздействий.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, защита, сверхширокополосные помехи, модальные искажения, виток меандровой линии.

Введение

Стремительное развитие радиоэлектронных средств (РЭС) сделало их более компактными и функциональными, но при этом и более подверженными влиянию электромагнитных воздействий (ЭМВ) разной природы. Это вызвано тем, что в погоне за быстродействием увеличиваются верхние граничные частоты спектра используемых сигналов, что вместе с высокой плотностью трассировки печатных плат современных РЭС ведет к снижению запаса помехоустойчивости. Кроме того, в последние десятилетия возросла опасность применения генераторов мощных ЭМВ в целях намеренной дестабилизации их работы [1, 2]. Это говорит о том, что актуальность повышения помехозащищенности РЭС лишь возрастает.

Одним из опасных видов ЭМВ являются мощные сверхширокополосные (СШП) воздействия наносекундной и субнаносекундной длительности. Широкий спектр таких ЭМВ позволяет существенной части его компонент преодолеть средства защиты и, проникая внутрь РЭС, нарушать цифровой обмен [3]. Из-за высокой мощности СШП способствуют электрическому пробоем полупроводников и диэлектриков, что ведет к выходу электронных компонентов из строя [4]. Это обусловлено тем, что высокая плотность энергии СШП за время его действия не успевает передаться окружающим элементам и приводит к появлению дефектов в чувствительных зонах выделения тепла [5]. Часто традиционные средства защиты не могут обеспечить должную защиту из-за ряда своих недостатков. Например, конденсаторы в составе RLC-фильтров подвержены электрическому пробоем [6], а реальные напряжения срабатывания газоразрядных и ограничительных устройств зачастую выше заявленных уровней и возрастают при уменьшении длительности фронта [7]. Несмотря на то, что задача защиты от ЭМВ не нова и на ее решение направлено множество подходов, она не теряет своей актуальности.

Полосковые линии и устройства на их основе широко применяются в РЭС связи, радиолокации и измерений для передачи сигналов и питания к разным элементам, поскольку позволяют уменьшить массу и габариты узлов и улучшить их характеристики [8]. Отметим полосковые устройства со структурой в виде витка меандровой линии, основанные на явлении модального разложения сигнала и предложенные для целей защиты от импульсных СШП помех [9]. Физический принцип защиты заключается в разложении сигнала поме-

хи на составляющие меньшей амплитуды из-за разности скоростей их распространения. За счёт выбора оптимальной связи между проводниками обеспечивается минимальная амплитуда составляющих на выходе устройства. Преимуществами таких устройств являются низкая стоимость, высокая надёжность и простота [10]. Одним из направлений исследований является анализ структур с асимметричным поперечным сечением, поскольку оно приводит к появлению дополнительных импульсов разложения, которые являются ресурсом для увеличения ослабления [11]. Для анализа таких структур предложен математический аппарат, учитывающий влияние асимметрии на распространение импульсного сигнала [12]. Отметим, что применение такого аппарата возможно не только для анализа, но и для ранних этапов синтеза устройств на основе асимметричных структур для защиты от СШП воздействий. Поэтому целесообразно разработать и апробировать методику такого синтеза. Цель данной работы – представить результаты такого исследования.

Принцип разложения импульсных воздействий в витке меандровой линии

Ослабление амплитуды импульсных СШП помех в полосковых устройствах возможно за счёт модального разложения сигнала во временной области. Его идея заключается в том, что в связанной линии передачи из N проводников (не считая опорного) импульсный сигнал подвергается модальным искажениям, вплоть до полного разложения на N составляющих меньшей амплитуды. Полное разложение сигнала возможно, если его длительность t_{Σ} будет меньше модуля минимальной разности задержек мод в отрезке связанной N -проводной линии, т.е. когда будет выполняться условие [13]

$$t_{\Sigma} < l \cdot \min |\tau_i - \tau_k|, \quad i, k=1, \dots, N, \quad i \neq k, \quad (1)$$

где $\tau_{i(k)}$ – погонная задержка $i(k)$ -й моды отрезка, а l – длина отрезка. Для пары связанных линий ($N=2$) условие (1) сводится к виду

$$t_{\Sigma} < l \cdot |\tau_2 - \tau_1|, \quad (2)$$

где τ_1, τ_2 – погонные задержки первой и второй мод отрезка.

Таким образом, если в начало отрезка связанных линий между сигнальным и опорным проводниками подается импульс длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к его концу (между теми же проводниками) придут 2 импульса. При этом их амплитуды будут вдвое меньше амплитуды воздействия (при условии псевдосогласования отрезка).

Теперь рассмотрим виток меандровой линии (рис. 1). Поперечное сечение соответствует микрополосковой линии (рис. 1а), а его асимметрия обеспечивается выбором разной ширины сигнальных проводников (w_1 и w_2). Схема соединений витка представляет пару связанных линий, закороченных на конце (рис. 1б). Тогда на выходе такого витка (в узле V_3), кроме основных составляющих (двух мод), будет наблюдаться импульс перекрестной наводки, который проявляется одновременно с началом распространения основного сигнала по витку, а также дополнительный импульс, задержка которого равна полусумме

задержек основных составляющих. Для полного разложения одиночного импульса в витке нужно обеспечить следующие условия

$$t_{\Sigma} \leq 2l \cdot \tau_{\min}, \quad (3)$$

$$t_{\Sigma} \leq l \cdot (\tau_{\max} - \tau_{\min}), \quad (4)$$

где τ_{\max} и τ_{\min} – значения максимальной и минимальной из погонных задержек МОД.

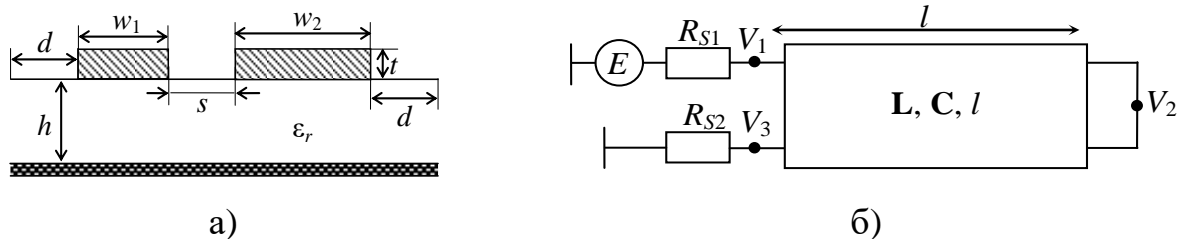


Рис. 1. Вид поперечного сечения (а) и схема соединений (б) витка меандровой линии

Минимизация амплитуды сигнала на выходе симметричным витком обеспечивается выравниванием амплитуд составляющих мод. Это выравнивание достигается посредством минимизации отражений сигнала на концах витка за счёт его согласования с трактом. Для этого нужно, чтобы среднее геометрическое волновых сопротивлений чётной (Z_e) и нечётной мод (Z_o) витка было равно значению сопротивлений R_{S1} и R_{S2}

$$R_{S1} = R_{S2} = \sqrt{(Z_e Z_o)}. \quad (5)$$

Условие (5) можно использовать для грубой оптимизации асимметричного витка по критерию согласования, заменив индексы «e» и «o» на индексы «c» и «d» для обозначения первой и второй мод. Таким образом, при выборе параметров витка, обеспечивающих выполнение условий (3)–(5), на его выходе будут наблюдаться 4 импульса разложения меньшей амплитуды. Ослабление воздействия определяется амплитудами основных составляющих и зависит от связи между сигнальными проводниками.

При проектировании устройств защиты на основе витка меандровой линии с реальными геометрическими параметрами печатных плат даже при относительно небольшой длительности СШП воздействия длина витка оказывается велика. Это не позволяет поместить устройство с исходной конфигурацией витка на плате. Тогда исходный виток можно свернуть в меандр со слабой связью между витками [14]. Поперечное сечение такого меандра показано на рис. 2 (где связь определяется выбором s_2).

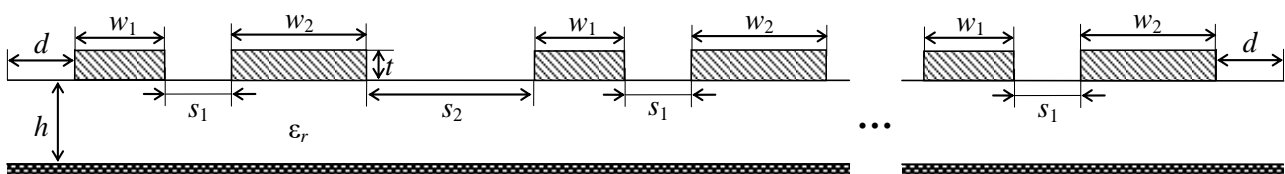


Рис. 2. Поперечное сечение витка, свернутого в меандр со слабой связью

Подходы к анализу временного отклика

При проектировании полосковых устройств защиты, основанных на явлении модального разложения сигнала во временной области, основным этапом является вычисление временного отклика. Для этого, как правило, применяют моделирование на основе численных методов. Отметим, что при многовариантном анализе на раннем этапе проектирования такой подход требует существенных затрат вычислительных ресурсов, даже при моделировании относительно простых конфигураций. Между тем для предварительных оценок применимы и более простые подходы, например, расчёт отклика в аналитическом виде на основе моделей из [12]. Эти модели получены на основе общего подхода, который предложен для описания перекрестных наводок в связанных линиях [15]. Кратко представим его на примере пары связанных линий (рис. 3).

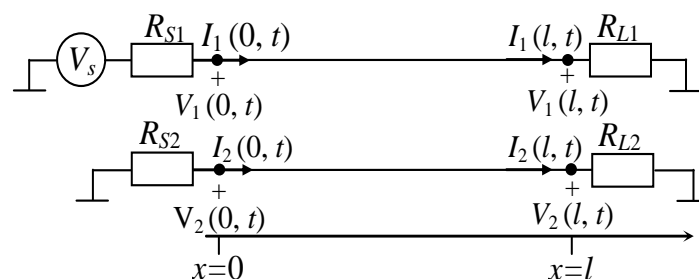


Рис. 3. Представление пары связанных линий передачи

Согласно подходу для вычисления отклика, сначала нужно задать форму напряжения источника воздействия через вектор $\mathbf{V}(t)$ и параметры окончаний отрезка через матрицы \mathbf{R}_S и \mathbf{R}_L

$$\mathbf{V}_S(t) = \begin{bmatrix} E(t) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_S = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 \\ 0 & R_{S2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_L = \begin{bmatrix} R_{L1} & 0 \\ 0 & R_{L2} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где $E(t)$ – форма электродвижущей силы (э.д.с.) источника.

Затем, из собственных векторов произведения матриц \mathbf{LC} и \mathbf{CL} (где \mathbf{L} и \mathbf{C} – матрицы погонных коэффициентов электромагнитной и электростатической индукции соответственно), вычисляют матрицы преобразования мод \mathbf{T}_V и \mathbf{T}_I

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} T_{Vc,1} & T_{Vd,1} \\ T_{Vc,2} & T_{Vd,2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} T_{Ic,1} & T_{Id,1} \\ T_{Ic,2} & T_{Id,2} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Они нужны для перехода к вектору модальных источников напряжения $\mathbf{V}_m(t)$ и матрицам модальных импедансов \mathbf{R}_{Sm} и \mathbf{R}_{Lm}

$$\mathbf{V}_m(t) = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{V}_S(t), \quad \mathbf{R}_{Sm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_S \mathbf{T}_I, \quad \mathbf{R}_{Lm} = \mathbf{T}_V^{-1} \mathbf{R}_L \mathbf{T}_I. \quad (8)$$

Затем на основе (6) и (7) получают вектор изначально падающих мод \mathbf{V}_{0m}

$$\mathbf{V}_{0m}(t) = (\mathbf{E} + \mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1})^{-1} \mathbf{V}_m(t), \quad (9)$$

а на с помощью выражения (3) – матрицы коэффициентов отражения на ближнем ($\mathbf{\Gamma}_S$) и дальнем ($\mathbf{\Gamma}_L$) концах отрезка связанной линии

$$\mathbf{\Gamma}_{Sm} = (\mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{R}_{Sm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}), \quad (10)$$

$$\mathbf{\Gamma}_{Lm} = (\mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} + \mathbf{E})^{-1} (\mathbf{R}_{Lm} \mathbf{Z}_{cm}^{-1} - \mathbf{E}), \quad (11)$$

где \mathbf{E} – единичная матрица, а \mathbf{Z}_{cm} – диагональная матрица характеристического импеданса мод, вычисляемая как

$$Z_{cmi} = \sqrt{L_{mi}/C_{mi}}, \quad i = 1, 2, \quad (12)$$

где L_{mi} и C_{mi} – элементы диагонализированных матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} .

Временной отклик на концах одиночного отрезка будет определяться как комбинация компонент изначально падающих мод $V_{0m}(t)$ и коэффициентов матрицы отражения на Γ_S и Γ_L на концах отрезка. Поскольку виток является частным случаем пары связанных линий, то для вычисления отклика на выходе нужно определить составляющие на ближнем конце ($x=0$) пассивного проводника пары связанных линий (рис. 3). На основе подхода, описанного выше, получены выражения, определяющие эти составляющие [12]

$$\begin{aligned} V_c(0, t) &= V_{0c} + \Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) + \Gamma_{Ldd}\Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \\ &+ \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)), \\ V_d(0, t) &= V_{0d} + \Gamma_{Ldd}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Lcc}\Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \\ &+ \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)), \end{aligned} \quad (13)$$

где Γ_{Scc} , Γ_{Scd} , Γ_{Sdc} , Γ_{Sdd} – коэффициенты отражения на ближнем конце из (10), а Γ_{Lcc} , Γ_{Lcd} , Γ_{Ldc} , Γ_{Ldd} – на дальнем конце из (11), T_c , T_d – времена распространения чётной и нечётной мод вдоль проводника.

Выражения (13) и (14) для связанной линии применимы к витку меандра, если учесть окончания на его дальнем конце для каждой составляющей. Для одной составляющей $R_{Lcc} = \infty$, что соответствует режиму холостого хода (коэффициент отражения $\Gamma_{Lcc}=1$), а для другой – $R_{Ldd} = 0$, что соответствует режиму короткого замыкания (коэффициент отражения $\Gamma_{Ldd}=-1$). Тогда окончательный вид модели временного отклика на выходе витка (в узле V_3 схемы на рис. 1) имеет вид [12]

$$\begin{aligned} V_3(t) &= T_{Vc,2}V_c(0, t) + T_{Vd,2}V_d(0, t) = \\ &= T_{Vc,2} \left(\begin{aligned} &V_{0c} + (1 + \Gamma_{Scc})V_{0c}(t - 2T_c) - \Gamma_{Scd}V_{0d}(t - 2T_d) + \\ &+ \Gamma_{Ldc}\Gamma_{Scd}V_{0c}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Lcd}(1 + \Gamma_{Scc})V_{0d}(t - (T_c + T_d)) \end{aligned} \right) + \\ &+ T_{Vd,2} \left(\begin{aligned} &V_{0d} - (1 + \Gamma_{Sdd})V_{0d}(t - 2T_d) + \Gamma_{Sdc}V_{0c}(t - 2T_c) + \\ &+ \Gamma_{Lcd}\Gamma_{Sdc}V_{0d}(t - (T_c + T_d)) + \Gamma_{Ldc}(1 + \Gamma_{Sdd})V_{0c}(t - (T_c + T_d)) \end{aligned} \right). \end{aligned} \quad (15)$$

Таким образом, для расчёта отклика по модели (15) достаточно вычислить матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} структуры, задать окончания витка и выбрать форму напряжения воздействия. Модель (15) применима для предварительных оценок, поскольку не учитывает многократные отражения сигнала от окончаний, влияние дисперсии и потерь в проводниках и диэлектрике. Её целесообразно применять для расчёта отклика на выходе витка и амплитуды составляющих после параметрической оптимизации по критериям (3)–(5). Полученное с её помощью пиковое значение амплитуды выходного сигнала даёт нижнюю границу ослабления сигнала помехи, поскольку в реальных межсоединениях это ослабление будет выше из-за влияния потерь и дисперсии. С помощью представленного

подхода могут быть получены и модели отклика в узлах V_1 и V_2 витка, но здесь они не рассматриваются.

После параметрической оптимизации и предварительного расчёта отклика с помощью модели (15), для подтверждения полученных результатов целесообразно выполнить численное моделирование. Более точное вычисление отклика позволит уточнить форму отклика и амплитуды составляющих на выходе устройств. Часто для этого применяют квазистатический или электродинамический подход. При квазистатическом подходе делается допущение, что в линии распространяется только поперечная волна (Т-волна) [16]. В результате такого допущения вместо уравнений Максвелла необходимо решение уравнения Пуассона. Тогда задача моделирования сводится к нахождению матриц первичных погонных параметров \mathbf{R} (Ом/м), \mathbf{L} (Гн/м), \mathbf{C} (Ф/м) и \mathbf{G} (См/м) или кратко **RLCG**-параметров. На основе них вычисляется отклик структуры конечной длины dx с помощью телеграфных уравнений. В случае, когда потери в проводниках и диэлектрике не учитываются, вычисляются только матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} . Преимуществом такого подхода являются малые затраты вычислительных ресурсов на моделирование при незначительной потере точности. На этапе апробации методики целесообразно квазистатическое моделирование в разных программных продуктах для возможности сравнения его результатов. Для квазистатического моделирования выбраны системы TALGAT [17] и Advanced Design System (ADS) [18]. Они основаны на зарекомендовавшем себя для решения широкого круга задач электромагнитного поля методе моментов (MoM), который сводит исходную задачу вычисления матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} к решению системы линейных алгебраических уравнений [19]. Электродинамический подход основан на решении уравнений Максвелла и позволяет учёт всех типов волн [20]. Он является универсальным и позволяет моделирование произвольной геометрии, но его вычислительные затраты оказываются чрезвычайно высокими. В качестве пакета электродинамического моделирования выбран EMPro [21]. Он позволяет анализировать объемные структуры, с помощью метода конечных элементов (FEM) [22]. Для проектов, в которых имеются электрически большие компоненты, такие как антенны, или для анализа целостности сигнала, может использоваться метод конечных разностей во временной области (FDTD) [23].

Для оценки влияния разработанных устройств защиты на характеристики воздействия после его разложения целесообразно использовать так называемые N -нормы, которые могут применяться для определения пределов восприимчивости оборудования к воздействию СШП помех [24]. Их расчет основан на применении математических операторов к форме сигнала. Краткое определение норм N_1 – N_5 с указанием причин, почему норма представляет интерес, сведено в таблице 1.

Таблица 1 – N -нормы для оценки влияния помеховых воздействий [24]

Норма	Название	Применение
$N_1 = U(t) _{\max}$	Пиковое (абсолютное) значение	Сбой схемы / электрический пробой / дуговые эффекты
$N_2 = \left \frac{\partial U(t)}{\partial t} \right _{\max}$	Пиковая (абсолютная) производная	Искрение компонента / сбой схемы
$N_3 = \left \int_0^t U(t) dt \right _{\max}$	Пиковый (абсолютный) импульс	Диэлектрический пробой (если U обозначает поле E)
$N_4 = \int_0^{\infty} U(t) dt$	Выпрямленный общий импульс	Повреждение оборудования
$N_5 = \left\{ \int_0^{\infty} U(t) ^2 dt \right\}^{\frac{1}{2}}$	Квадратный корень интеграла действия	Выгорание компонента

*где $U(t)$ – форма напряжения воздействия на нагрузку R_{S2} .

На основе подходов к анализу, детально описанных выше, сформулируем методику синтеза пассивных полосковых устройств защиты на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением. Она состоит из следующих этапов.

1. Задание параметров подложки и окончаний R_{S1} и R_{S2} , формы воздействия $E(t)$ и свободной площади S на печатной плате.
2. Параметрическая оптимизация поперечного сечения витка по критериям (3)–(5).
3. Параметрическая оптимизация по критерию минимальной амплитуды напряжения на выходе витка (норма N_1) с помощью аналитической модели (15) для расчёта временного отклика.
4. Структурная оптимизация витка, свернутого в меандр со слабой связью, по критерию его размещения на заданной площади S .
5. Численное моделирование формы напряжения на выходе оптимизированного устройства с учётом потерь в проводниках и диэлектрике с помощью квазистатического и/или электродинамического подхода.
6. При необходимости для заданного воздействия, повторное выполнение п. 3–6 по критерию минимизации норм N_2 – N_5 .

Результаты вычисления временного отклика для апробации методики

Выполнена апробация предложенной выше методики синтеза полосковых устройств защиты. В соответствии с методикой сначала необходимо определить исходные данные. В качестве основы печатной платы выбран материал Arlon AD1000 с толщиной 0,508 мм (толщина фольги $t=18$ мкм) и $\epsilon_r=10,2\pm 0,35$ и $\tan\delta=0.0023$ на частоте 10 ГГц. В качестве воздействия принят импульс в виде трапеции с длительностью фронта, плоской вершины и спада по 300 пс (тогда $t_{\Sigma}=900$ пс), а сопротивление измерительного тракта принято 50 Ом ($R_S=R_{S1}=R_{S2}$). Площадь размещения устройства на печатной плате принята $S=80\times 80$ мм².

На следующем этапе выполнена параметрическая оптимизация поперечного сечения витка (рис. 1а) по критерию выполнения условий (3)–(5). Варьируемыми параметрами являлись ширина сигнальных проводников (w_1 и w_2) и расстояние между ними (s), а также длина витка l . При оптимизации учтены технологические возможности предприятий изготовителей печатных плат. В результате получены и для наглядности сведены в таблицу 2 два набора параметров (далее наборы 1 и 2), обеспечивающих выполнение условий (3)–(5). Отметим, что набор 2 выбран для демонстрации влияния асимметрии поперечного сечения на изменение амплитуды дополнительного импульса и общего ослабления выходного сигнала. Кроме того, в таблицу 2 сведены вычисленные матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} , а также $\sqrt{(Z_c Z_d)}$. Видно, что отклонение $\sqrt{(Z_c Z_d)}$ от сопротивления тракта $R_s=50$ Ом составило около 5% для каждого из наборов параметров.

Таблица 2 – Оптимальные наборы параметров витка

№ набора	w_1 , мкм	w_2 , мкм	s , мкм	l , мм	\mathbf{L} , нГн/м	\mathbf{C} , пФ/м	$\sqrt{(Z_c Z_d)}$, Ом
1	500	1000	600	1209	$\begin{bmatrix} 409,5 & 54,3 \\ 54,3 & 293,4 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 179,5 & -12,7 \\ -12,7 & 271,6 \end{bmatrix}$	47,58
2	500	3000	600	749,5	$\begin{bmatrix} 405,6 & 30,3 \\ 30,3 & 144,5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 179,5 & -13,3 \\ -13,3 & 632,1 \end{bmatrix}$	47,46

На следующем этапе выполнен аналитический расчёт временного отклика с помощью модели (15). Для подтверждения применимости аналитической модели (15) для предварительного расчёта отклика также выполнено его моделирование разными подходами. Отметим, что квазистатическое моделирование является двухмерным и поэтому не позволяет учёт перемишки между проводниками в конце витка, а электродинамическое моделирование является трехмерным и позволяет такой учёт. Для наглядности, формы напряжения на выходе витка, полученные аналитически и в результате численного моделирования, показаны на рис. 4.

Видно, что все полученные формы напряжения для наборов 1 и 2 согласуются качественно, поскольку отклик витка состоит из 4 импульсов разложения, но наблюдаются количественные отличия амплитуд и задержек импульсов. Наиболее существенные отличия выявлены для формы напряжения, полученной с помощью электродинамического подхода. Для возможности их количественного сравнения в таблицу 3 сведены вычисленные амплитуды и задержки каждого из основных импульсов. Также из сравнения форм напряжения, полученных для наборов 1 и 2, видно, что усиление асимметрии привело к росту в 4,6 раза амплитуды дополнительного импульса, что привело к росту ослабления с 2,8 до 4,2 раз (по результатам электродинамического анализа).

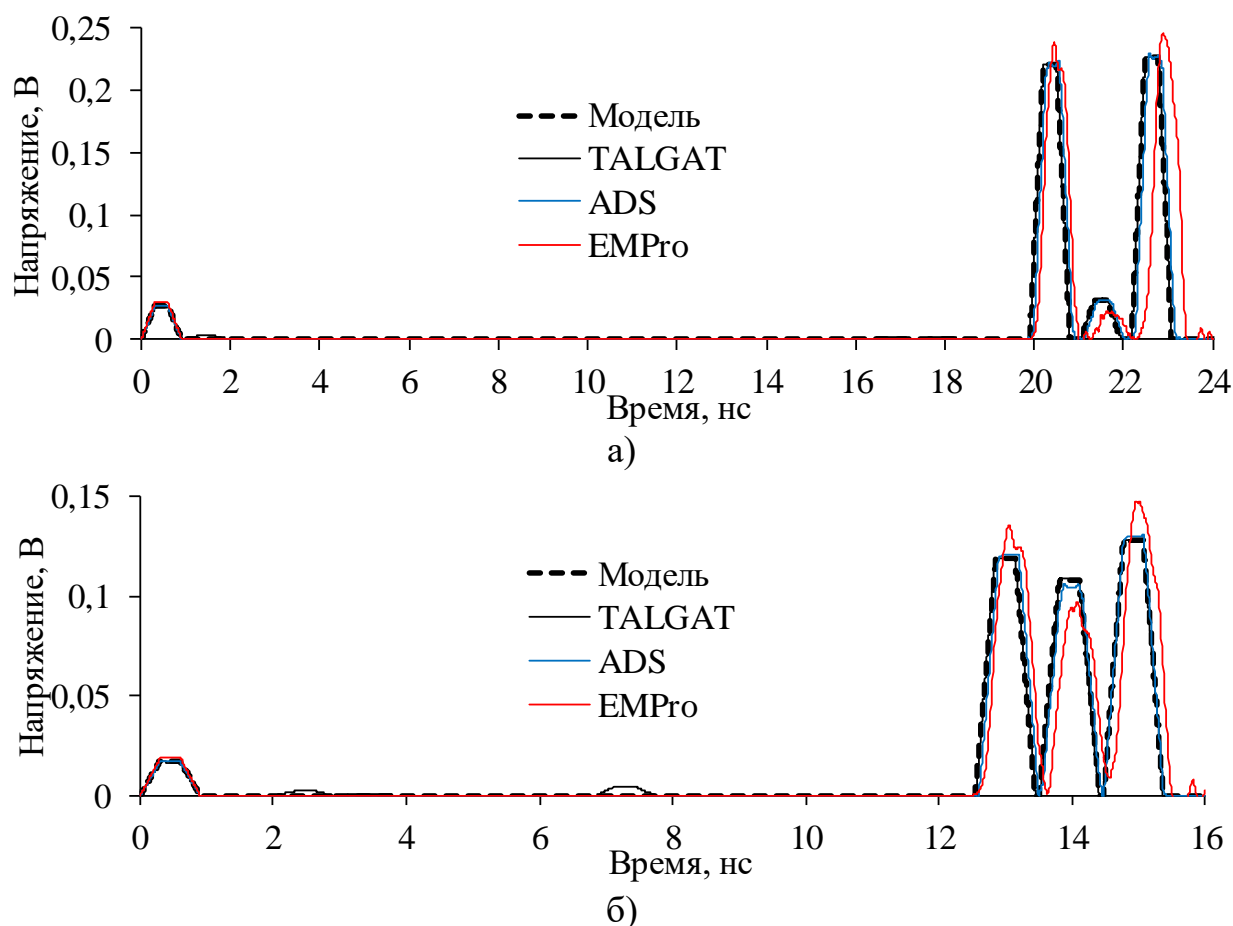


Рис. 4. Формы напряжений на выходе витка, вычисленные разными подходами, для наборов 1 (а) и 2 (б)

Таблица 3 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения для наборов 1 и 2, полученные разными подходами

Параметр	Набор 1				Набор 2			
	Модель	TALGAT	ADS	EMPro	Модель	TALGAT	ADS	EMPro
U_1	26	26	26	31	17	17	17	18
t_1	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15
U_2	220	220	224	236	118	118	121	134
t_2	20,05	20,05	20,13	20,25	12,7	12,7	12,75	12,82
U_3	32	32	31	21	108	108	106	96
t_3	21,19	21,19	21,27	21,46	13,66	13,67	13,7	13,79
U_4	226	226	230	244	128	128	131	146
t_4	22,36	22,36	22,45	22,79	14,63	14,63	14,63	14,76

Из таблицы 3 видно, что результаты, полученные аналитически по модели (15) и в TALGAT, полностью совпадают для наборов 1 и 2. Также видно хорошее совпадение результатов квазистатического моделирования в разных программных продуктах. Отличия задержек и амплитуд импульсов для набора 1 не превышает 0,5% и 2% соответственно. Для набора 2 выявлено полное совпадение задержек импульсов, а отличие амплитуд импульсов не превышает 2,5%. Также отметим, что отличие задержек, полученных при электродинамическом

моделировании и аналитически, для наборов 1 и 2 не превышает 1,4%. Однако отличие амплитуд импульсов, полученных в результате электродинамического моделирования, существенное и может достигать 52% для набора 1 и 12,5% для набора 2 и наблюдается для дополнительного импульса. Отметим, что ослабление сигнала на выходе витка определяется импульсами мод, а их отклонение не превышает 5,7 и 12,3% для наборов 1 и 2 соответственно. Это подтверждает возможность оценки ослабления с приемлемой точностью на основе результатов аналитического вычисления формы напряжения по модели (15).

Затем выполнена структурная оптимизация витка по критерию размещения на площади $S=80 \times 80$ мм². Поскольку для будущих исследований запланировано изготовление макетов устройств, то при оптимизации учтены отводы, которые нужны для включения витка в измерительный тракт. В результате оптимизации исходный виток для набора 1 свернут в меандр из 17 неосновных полувитков, а для набора 2 – из 11 (рис. 5). Отметим, что поперечное сечение таких устройств соответствует рис. 2. После оптимизации расстояние между неосновными витками (s_2) и длина каждого из них (l_i) составили $s_2=2$ мм и $l_i=71,12$ мм и $s_2=2,3$ мм и $l_i=68,14$ мм для наборов 1 и 2 соответственно.

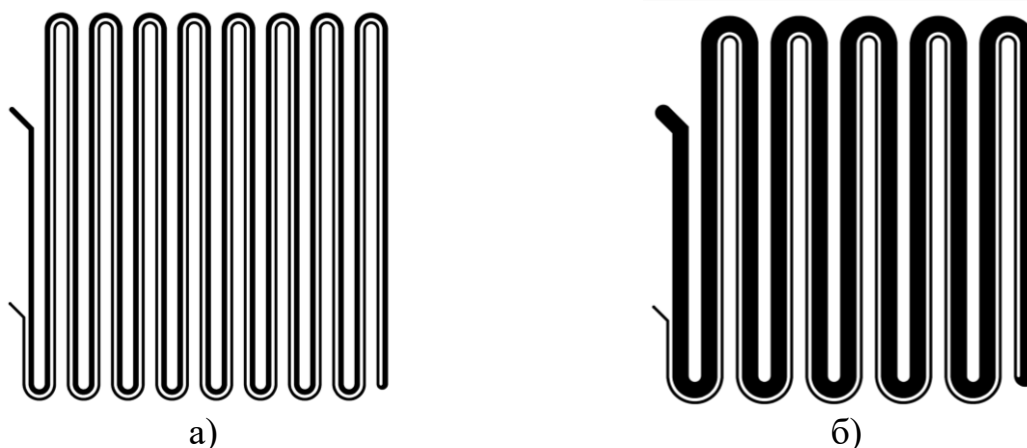


Рис. 5. Вид сверху витка для наборов параметров 1 (а) и 2 (б) после структурной оптимизации

Выполнено численное моделирование формы напряжения на выходе витка после структурной оптимизации разными подходами с учётом потерь. Поскольку ранее выявлено хорошее совпадение результатов квазистатического анализа, полученных в разных программных продуктах, моделирование выполнено только в TALGAT и EMpro. Полученные формы напряжения для набора 1 с $N=17$ и набора 2 с $N=11$ показаны на рис. 8 (N введено для краткости обозначения количества неосновных витков). Поскольку при электродинамическом анализе устройств учитываются отводы для включения устройства в измерительный тракт, то при квазистатическом моделировании эти отводы учтены в виде задержки входного воздействия, которые для наборов 1 и 2 составили 357,4 и 384,7 пс соответственно.

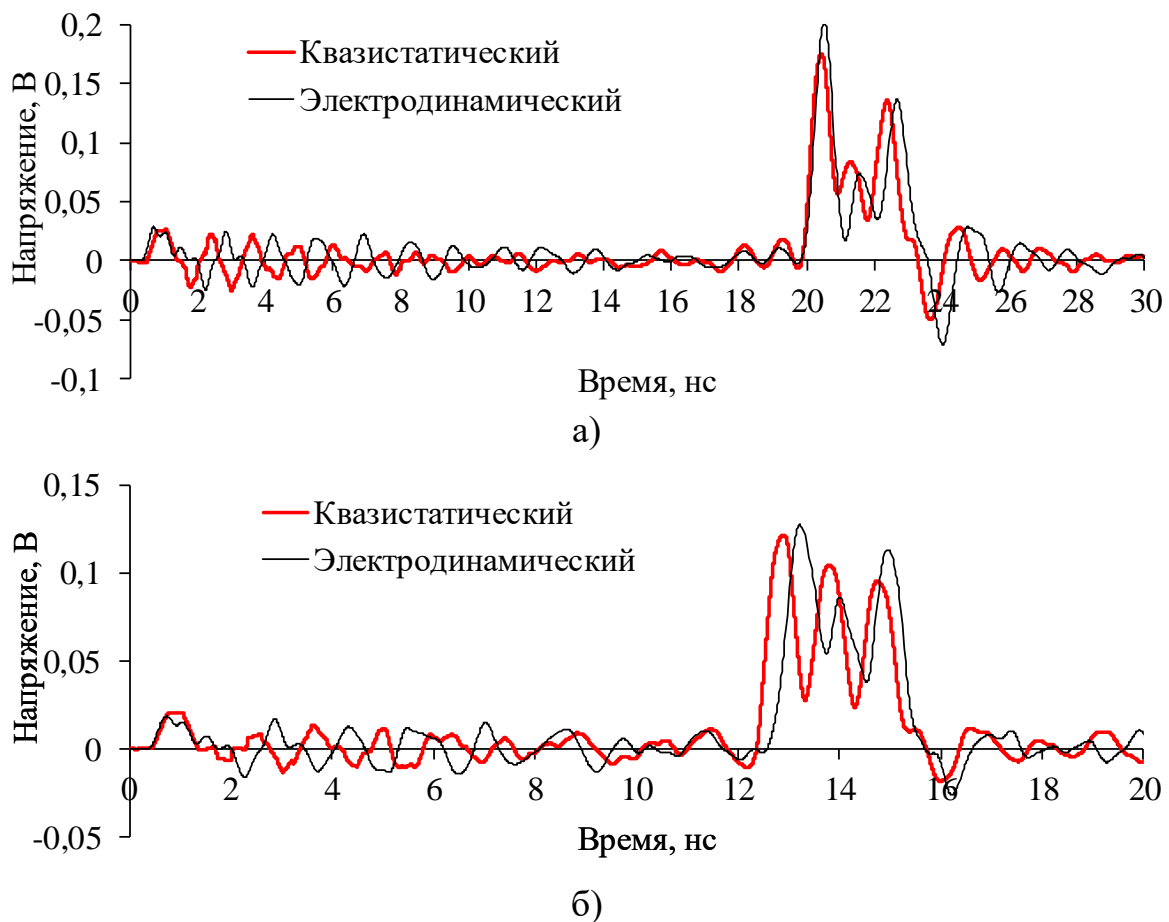


Рис. 8. Формы напряжений на выходе свернутого витка, вычисленные разными подходами, для наборов 1 при $N=17$ (а) и 2 при $N=11$ (б)

Из полученных результатов видно, что учёт влияния потерь приводит к сглаживаю форм импульсов из-за затягивания фронта и спада, которое характерно для реальных межсоединений печатных плат. Кроме того видно, что между импульсами 1 и 2 наблюдаются искажения, которые вызваны отражениями сигнала от неоднородностей в виде скруглений на конце каждого неосновного полувитка. Также отметим, что результаты моделирования разными подходами согласуются, однако для набора 1 это согласование лучше как по амплитуде, так и по задержке импульсов, а для набора 2 более существенные различия могут быть обусловлены влиянием отражений на концах полувитков. Для количественного сравнения результатов, в таблицу 4 сведены вычисленные амплитуды и задержки импульсов.

Таблица 4 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения для набора параметров 1 и 2, полученные разными подходами

Подход	U_1	t_1	U_2	t_2	U_3	t_3	U_4	t_4
Набор 1								
Квазистатический	26	0,51	188	20,09	74	21,05	136	22,18
Электродинамический	28	0,52	202	20,22	73	21,29	136	22,33
Набор 2								
Квазистатический	20	0,6	122	12,56	104	13,48	95	14,46
Электродинамический	18	0,55	127	12,93	86	13,74	113	12,88

Из таблицы 4 видно, что для наборов 1 и 2 различие задержек не превышает 2 и 12%, а амплитуд – 7 и 21% соответственно. Столь существенные различия амплитуд для набора 2 наблюдается для третьего и четвертого импульсов. Таким образом, результаты квазистатического и электродинамического подходов имеют приемлемую согласованность. Это подтверждает применимость модели (15) на этапе аналитического расчёта формы напряжения.

На следующем этапе выполнена оценка характеристик воздействия до и после его разложения в витке с помощью N -норм. Результаты их расчёта сведены в таблицу 4. Для возможности сравнения в таблицу 4 также сведены N -нормы, вычисленные для формы напряжения, полученной аналитически для одного исходного (не свернутого в меандр) витка.

Таблица 4 – Вычисленные нормы витка для наборов параметров 1 и 2

Подход	N_1	$N_2 \times 10^{-9}$	$N_3 \times 10^{10}$	$N_4 \times 10^{10}$	$N_5 \times 10^6$
Исходное воздействие	0,5	1,83	3,13	3,13	11,2
Набор 1					
Аналитическая модель (виток)	0,23	0,75	3,03	3,03	7,12
Квазистатический	0,19	0,53	3,82	5,4	5,97
Электродинамический	0,2	0,47	3,04	5,22	6,02
Набор 2					
Аналитическая модель (виток)	0,13	0,43	2,23	2,23	4,61
Квазистатический	0,13	0,37	2,25	3,23	4,27
Электродинамический	0,13	0,33	2,6	3,99	4,57

Из таблицы 4 видно, что все нормы, вычисленные для формы напряжения, полученной разными подходами, согласуются, причем нормы, вычисленные для аналитических результатов выше, чем для других. Это говорит о том, что результаты оценки N -норм на основе формы напряжения, полученной аналитически, позволяют оценить верхние границы характеристик воздействия после прохождения устройств защиты. Это подтверждает применимость аналитического вычисления формы напряжения для предварительных оценок, поскольку в реальных межсоединениях из-за влияния потерь, дисперсии и отражений от неоднородностей будет дополнительное уменьшение этих характеристик. По существу, норма N_1 показывает влияние устройства на ослабление амплитуды воздействия относительно половины э.д.с. воздействия (на нагрузке 50 Ом). Наибольшее уменьшение нормы N_1 получено для набора 2 из-за более высокой амплитуды дополнительного импульса. Существенное уменьшение нормы N_2 по результатам моделирования вызвано уменьшением скорости нарастания напряжения из-за влияния потерь на сглаживание формы импульса. Из сравнения значений норм N_3 и N_4 существенное уменьшения норм не наблюдается, причем для результатов моделирования значения норм могут даже увеличиваться. Это связано с тем, что из-за влияния потерь на сглаживание форм импульсов происходит увеличение их ширины из-за наложения форм импульсов друг на друга. Также из-за наложения импульсов наблюдается не столь существенное уменьшение нормы N_5 .

Заключение

Предложена методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением. Методика основана на применении для синтеза устройств защиты комплекса аналитических и численных методов для анализа во временной области и оптимизации. В результате апробации методики предложены конфигурации устройств защиты на основе двух наборов параметров, обеспечивающих ослабление импульсного воздействия за счёт его разложения на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Сравнение форм напряжения на выходе разработанных устройств показало существенное влияние асимметрии на ослабление амплитуды импульсного СШП воздействия.

На этапе предварительного синтеза (после параметрической оптимизации поперечного сечения) предложено аналитическое вычисление формы напряжения на выходе витка с помощью модели временного отклика. Модель отличается учётом распространения дополнительного импульса разложения, возникающего из-за асимметрии поперечного сечения. Применение модели для расчёта временного отклика позволяет выполнять его быстрый анализ в диапазоне воздействий. Также отклик, вычисленный на основе модели, позволяет оценить нижнюю границу ослабления воздействия после его разложения в витке, поскольку не учитывает потери в проводниках и диэлектрике. В результате сравнения откликов на выходе устройств, полученных аналитически и численно разными подходами, выявлено их приемлемая сходимость, что подтверждает применимость модели на раннем этапе синтеза устройств. Также выполнено сравнение форм напряжения на выходе устройств (после структурной оптимизации по критерию размещения на заданной площади печатной платы), полученных численным моделированием разными подходами с учётом влияния потерь. С помощью N -норм оценены характеристики воздействия на входе и выходе устройств, также подтверждающие применимость аналитической модели для таких оценок, поскольку она даёт верхнюю границу характеристик ослабления воздействия на выходе устройства.

Совокупность полученных результатов показывает применимость методики синтеза пассивных полосковых устройств защиты на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением и возможность аналитического вычисления отклика структур на ранних этапах синтеза. Следующим этапом является макетирование разработанных устройств защиты и проведение натуральных измерений для подтверждения влияния асимметрии поперечного сечения на ослабление импульсных СШП воздействий за счёт распространения в устройстве дополнительного импульса. Целесообразно также совершенствование методики в части получения аналитических выражений, упрощающих синтез.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФ №21-79-00161.

Литература

1. Giri D.V., Hoad R., Sabath F. Implications of high-power electromagnetic (HPEM) environments on electronics // IEEE Electromagnetic compatibility magazine. 2020. Vol. 9. № 2. pp. 37–44.
2. Lavau L.C., Suhrke M., Knott P. Susceptibility of sensors to IEMI // 2021 IEEE International joint EMC/SI/PI and EMC Europe symposium. – Raleigh, 2021. – pp. 533–537.
3. 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. № 2 (65). С. 22–35.
4. Гизатуллин З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри зданий при широкополосных электромагнитных воздействиях. Монография. – Казань: Казанский национальный исследовательский технический университет имени А. Н. Туполева, 2012. – 254 с.
5. Егоров А. Б., Сотников А. М., Рыбалко И. Ф. Воздействие мощного электромагнитного излучения на радиоэлектронные средства // Сборник научных трудов Донецкого института железнодорожного транспорта. 2012. № 29. С. 49–54.
6. Колдунов А.С. Радилюбительская азбука. Аналоговые устройства, Т.2. – М.: СОЛОН-Пресс, 2009. – 288 с.
7. 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. – pp. 127–132.
8. Лощилов А.Г., Чинь Т.Т., Малютин Н.Д., Малютин Г.А. Синтез связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением // Доклады ТУСУР. 2022. Т. 25. № 1. С. 7–16.
9. 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. Vol. 59. № 6. pp. 1864-1871.
10. Костелецкий В.П. Обзор гибридных фильтров для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных помех // Доклады ТУСУР. 2022. Т. 25. № 1. С. 37–47.
11. 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. № 12 (7). P.1–38.
12. Суровцев Р.С. Математический аппарат для анализа помехоподавляющих полосковых устройств с асимметричной структурой // Журнал радиоэлектроники. 2023. № 2. С. 1–29.
13. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата. Монография. – Томск: ТУСУР, 2013. – 151 с.

14. Park S. W., 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. Vol. 52. P. 436–446.

15. Surovtsev R.S., Nosov A.V., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. Comparison of Time Responses of a Meander Line Turn to Ultrashort Pulse Excitation // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2022. Vol. 64. № 4. P.1265–1269.

16. Jackson J.D. *Classical electrodynamics*. – New York: John Wiley & Sons, 1962. – 641 p.

17. 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. P. 1–7.

18. PathWave Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html> (дата обращения: 03.01.2023).

19. Харрингтон Р.Ф. Применение матричных методов к задачам теории поля // *Труды института инженеров по электронике и радиотехнике*. 1967. № 2. С. 5–19.

20. Никольский В.В., Орлов В.П., Феоктистов В.Г. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ / под ред. В.В. Никольского. – М.: Радио и связь, 1982. – 272 с.

21. PathWave EM Design (EMPro) [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-em-design-software.html> (дата обращения: 05.01.2023).

22. Gedney S. D. *Introduction to the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method for Electromagnetics* // Springer Cham, 2011. – 250 p.

23. Yee K. S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media // *IEEE Transactions on antennas and propagation*. 1966. Vol. 14. № 3. P. 302–307.

24. Giri D. *High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications*. – Cambridge, MA: Harvard University Press, 2004.

References

1. Giri D.V., Hoad R., Sabath F. Implications of high-power electromagnetic (HPEM) environments on electronics. *IEEE Electromagnetic compatibility magazine*, 2020, vol. 9, no. 2, pp. 37–44.

2. Lavau L.C., Suhrke M., Knott P. Susceptibility of sensors to IEMI. *2021 IEEE International joint EMC/SI/PI and EMC Europe symposium*, Raleigh, 2021, pp. 533–537.

3. Zdukhov L.N., Parfenov L.N., Tarasov O.A., Chepelev V.M. Three possible mechanisms for the failure of electronic devices as a result of electromagnetic interference. *Technologies of electromagnetic compatibility*, 2018, no. 2 (65), pp. 22–35 (in Russian).

4. Gizatullin Z.M. *Noise immunity of computer equipment inside buildings when exposed to broadband electromagnetic interference*. Tupolev Kazan National Research Technical University, 2012, 254 p (in Russian).

5. Egorov A. B., Sotnikov A. M., Rybalko I. F. *Vozdejstvie moshchnogo elektromagnitnogo izlucheniia na radioelektronnye sredstva [Influence of powerful electromagnetic radiation on radioelectronic equipment]*. *Scientific papers of Donetsk Institute of Rail Transport*, 2012, no. 29, pp. 49 – 54 (in Russian).

6. Koldunov A.C. *Radioliubitel'skaia azbuka. Analogovye ustrojstva [Amateur Radio Alphabet. Analog devices]*. Moscow, Solon-Press Publ, 2009, Vol. 2, 288 p (in Russian).

7. 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, pp.127–132.

8. Loshchilov A.G., Chin' T.T., Maliutin N.D., Maliutin G.A. Synthesis of coupled strip lines with heterogeneous cross-section. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniia i radioelektroniki [Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics]*, 2022, vol. 25, no. 1, pp. 7–16 (in Russian).

9. 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, vol. 59, no. 6, pp. 1864-1871.

10. Kosteletskii V.P. Overview of hybrid filters for protection against conductive interference. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniia i radioelektroniki [Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics]*, 2022, vol. 25, no. 1, pp. 37–47 (in Russian).

11. 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, no. 2 (7), pp. 1–38.

12. Surovtsev R.S. Mathematical apparatus for the analysis of noise-suppressing strip devices with asymmetric structure. *Journal of Radio Electronics*, 2023, no. 2, pp. 1–29. (in Russian).

13. Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. *Modalnyye filtry dlya zashchity bortovoy radioelektronnoy apparatury kosmicheskogo apparata. Monografija [Modal filters for the protection of onboard electronic equipment of a spacecraft. Monography]*. Tomsk, TUSUR Publ, 2013. 151 p. (in Russian).

14. Park S. W., 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, vol. 52, pp. 436–446.

15. Surovtsev R.S., Nosov A.V., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. Comparison of Time Responses of a Meander Line Turn to Ultrashort Pulse Excitation. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2022, vol. 64, no. 4, pp. 1265–1269.

16. Jackson J.D. *Classical electrodynamics*. New York, John Wiley & Sons, 1962. 641 p.
17. 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, pp. 1–7.
18. PathWave Advanced Design System (ADS). Available at: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html> (accessed: 03.01.2023).
19. Harrington R.F. Application of matrix methods to problems of field theory. *Proceedings of the Institution of Electronic and Radio Engineers*, 1967, no. 2, pp. 5–19. (in Russian).
20. Nikolsky V. V., Orlov V. P., Feoktistov V. G. *Avtomatizirovannoye proyektirovaniye ustroystv SVCH [Computer-aided design of microwave devices]*. Moscow, Radio and communication, 1982. 272 p. (in Russian).
21. PathWave EM Design (EMPro). Available at: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-em-design-software.html> (accessed: 05.01.2023)
22. Gedney S. D. *Introduction to the Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method for Electromagnetics*. Springer Cham, 2011. 250 p.
23. Yee K. S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 1966, vol. 14, no. 3, pp. 302–307.
24. Giri D. *High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications*. Cambridge MA, Harvard University Press, 2004.

Статья поступила 3 марта 2023 г.

Информация об авторах

Карри Салим – аспирант кафедры телевидения и управления, ассистент, младший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств». Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Область научных интересов: электромагнитная совместимость, проектирование устройств защиты от кондуктивных помех. E-mail: karrisalim.h@gmail.com

Кенжегулова Зарина Муратбековна – аспирант кафедры телевидения и управления, младший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств». Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Область научных интересов: электромагнитная совместимость, моделирование распространения электрических сигналов, разработка аналитических моделей. E-mail: zarina.kenzhegulova@mail.ru

Суровцев Роман Сергеевич – кандидат технических наук, докторант, доцент кафедры телевидения и управления, старший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории «Безопасность и электромагнитная совмести-

мость радиоэлектронных средств». Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники. Область научных интересов: электромагнитная совместимость, численные методы, ускорение задач моделирования, защита от кондуктивных помех. E-mail: surovtsevrs@tu.tusur.ru

Адрес: 634050, г. Томск, пр. Ленина 40.

Methodology for the synthesizing of passive stripline protection devices based on a meander line turn with an asymmetric cross section against of pulsed excitations

S. Karri, Z. M. Kenzhegulova, R. S. Surovtsev

Purpose. The compactness and high speed of modern radio-electronic equipment (REE) are provided by high trace density and an increase in the upper boundary frequencies of the signal spectra used. This leads to a decrease in the margin of their interference immunity and makes them vulnerable to various electromagnetic interference (EMI). One of the dangerous types of EMI is powerful ultra-wideband (UWB) pulses, the generators of which can be used to intentionally disable REE. Traditional interference protection devices cannot provide sufficient protection due to the lack of speed and power. A relatively new approach is stripline devices based on a meander line turn. Their physical principle of protection is based on the phenomenon of signal modal decomposition in the time domain. The cross-section asymmetry of such stripline devices is a resource for increasing UWB interference attenuation by decomposing it into a larger number of pulses. To analyze the time response of such devices, the paper proposes a mathematical apparatus that takes into account the propagation of additional pulses. Meanwhile, it can be used not only to analyze, but also to synthesize protection devices based on structures with asymmetric cross-section. Therefore, it is necessary to develop and test the methodology of such synthesis. **Aim of this work** is to develop a methodology to synthesize passive stripline pulse protection devices based on a meander line turn with an asymmetric cross-section in the time domain. **Methods.** To synthesize protection devices, we propose a set of analytical and numerical methods for optimization and analysis in the time domain. To obtain preliminary estimates at an early stage of device synthesis, we propose to calculate the response analytically. Two methods are employed: the method of moments and the finite difference in time domain method. To estimate the effectiveness of protection, the excitation characteristics after passing the device are analyzed on the basis of N-norms, which are used to estimate the limits of REE susceptibility to EMI. **Novelty:** The study proposes a novel methodology to synthesize stripline devices protecting against UWB interference. This methodology differs by the use of original mathematical models to analytically calculate the time response in the early stage of synthesis. These calculations allow estimating the lower limit of interference attenuation and do not require additional operations. **Results** It is shown that in the early stages of the protection device synthesis, the analytical calculations of the time response are sufficient to obtain preliminary estimates of attenuation with acceptable accuracy. The difference between the analytical and numerical analysis results for the response of the structures with one turn was less than 12.5%. Testing the methodology allowed us to develop two devices that can protect against pulsed UWB interference. These devices are based on a turn that is additionally folded up into a meander with weak coupling to be placed on a given area of a printed circuit board. The choice of two sets of optimal parameters allowed us to demonstrate the effect of increasing the device cross-section asymmetry on the increase in the UWB interference attenuation because of the propagation of an additional decomposition pulse. The analysis based on N-norms also proved the applicability of the analytical model at the preliminary stage of device synthesis, since it gives the lower bound of the impact attenuation. **Practical relevance.** The proposed methodology can be used to synthesize passive stripline devices protecting against pulsed UWB interference. The revealed influence of the cross-section asymmetry on the additional pulse amplitude is a resource to increase the attenuation and to design devices with optimal parameters. The proposed protection devices can be used to protect the REE against pulsed UWB effects.

Key words: electromagnetic compatibility, protection, ultra-wideband interference, modal distortion, meander turn.

Information about Authors

Salim Karri – Doctoral Student, assistant of the Department of Television and Control, Research Assistant of the Research Laboratory "Safety and Electromagnetic Compatibility of Radioelectronic Facilities". Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. Research interests: electromagnetic compatibility, design of protection devices against conducted interferences. E-mail: karrisalim.h@gmail.com.

Zarina Muratbekovna Kenzhegulova – Doctoral Student of the Department of Television and Control, Research Assistant of the Research Laboratory "Safety and Electromagnetic Compatibility of Radioelectronic Facilities". Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. Research interests: electromagnetic compatibility, design of protection devices against conducted interferences. E-mail: zarina.kenzhegulova@mail.ru.

Roman Sergeevich Surovtsev – Ph.D. of Engineering Sciences, Doctoral Candidate, Associate Professor at the Department of Television and Control, Senior Research Officer of the Research Laboratory "Safety and Electromagnetic Compatibility of Radioelectronic Facilities". Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. Research interests: electromagnetic compatibility, numerical methods, simulation problems acceleration, protection against conductive interference. E-mail: surovtsevrs@gmail.com.

Address: Russia, 194064, 634050, Tomsk, Lenin avenue, 40.