

УДК 621.3

Экспериментальное исследование полосковых устройств защиты с модальным разложением

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

Постановка задачи: стремительное развитие радиоэлектронных средств (РЭС) сделало их компактными и функциональными, но при этом в большей степени подверженными влиянию электромагнитных воздействий (ЭМВ). Одним из опасных видов ЭМВ являются мощные сверхширокополосные (СШП) импульсные воздействия. Примечателен подход к защите от СШП воздействий, основанный на разложении воздействующего импульса в полосковых структурах. Предложенная ранее методика позволяет выполнить синтез защитных меандровых линий с асимметричным поперечным сечением с применением оригинального математического аппарата и комплекса численных методов для моделирования и оптимизации. В данной работе представлены результаты экспериментального исследования характеристик устройств защиты, разработанных с применением этой методики. **Целью работы** является экспериментальное исследование полосковых устройств защиты с модальным разложением. Для её достижения необходимо разработать и изготовить прототипы устройств защиты, получить их частотные и временные характеристики, а также сравнить результаты предварительного численного моделирования и измерений. **Используемые методы:** для вычислительного эксперимента использовано численное моделирование квазистатическим и электродинамическим подходами для сравнения результатов моделирования и измерений. Для измерения частотных характеристик (S -параметров) предложено применение векторного анализатора цепей (ВАЦ), а на их основе вычисление временных откликов на типовые помеховые воздействия. Для оценки характеристик воздействий на выходе прототипов во временной области вычислены N -нормы. Для оценки излучаемых эмиссий и восприимчивости прототипов предложено измерение частотных зависимостей S -параметров на базе четырехпортового ВАЦ и ТЕМ-камеры и их последующий пересчёт в напряженность электрического поля и напряжения на концах прототипов. **Новизна:** впервые экспериментально получены временные и частотные характеристики пассивных полосковых устройств защиты с асимметричным поперечным сечением, разработанных с применением предложенной ранее методики и оригинального математического аппарата. **Результаты:** Разработаны и изготовлены два прототипа защитных устройств. В результате измерений в частотной области выявлен сложный многорезонансный характер частотной зависимости модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$ из-за влияния отражений, что приводит к довольно малым частотам среза прототипов. В результате сравнительного анализа форм напряжения на выходе прототипов, выявлена хорошая сходимость результатов моделирования и измерений. Также в результате расчёта N -норм на основе измеренных форм напряжения выявлено существенное ослабление характеристик помеховых воздействий на выходе прототипов. Это позволяет утверждать, что изготовленные устройства обладают более высокими помехоподавляющими свойствами, чем по результатам предварительного моделирования. Анализ излучаемых эмиссий показал, что на частотах резонансов возможно формирование электромагнитного поля значительной напряженности, амплитуда которого может не соответствовать требованиям нормативных документов, что нужно учитывать при расположении вблизи устройств защиты чувствительных цепей. В результате анализа восприимчивости прототипов выявлена возможность наведения сигналов довольно высокой амплитуды на частотах резонансов.

Библиографическая ссылка на статью:

Карри С., Кенжегулова З. М., Суровцев Р. С. Экспериментальное исследование полосковых устройств защиты с модальным разложением // Системы управления, связи и безопасности. 2023. № 3. С. 1-28. DOI: 10.24412/2410-9916-2023-3-1-28

Reference for citation:

Karri S., Kenzhegulova Z. M., Surovtsev R. S. Experimental study of stripline protection devices based on modal decomposition technology. *Systems of Control, Communication and Security*, 2023, no. 3, pp. 1-28 (in Russian). DOI: 10.24412/2410-9916-2023-3-1-28

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

Введение

Достижения в области радиотехники, а также микропроцессорных и вычислительных технологий привели к стремительному проникновению радиоэлектронных средств (РЭС) во многие сферы деятельности человека. К современным РЭС предъявляют все более жесткие требования, в частности, по обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС) РЭС [1]. Прежде всего, они касаются бесперебойного функционирования РЭС в условиях сложной электромагнитной обстановки. Стремление к росту быстродействия привело к снижению запаса помехоустойчивости элементов и устройств РЭС из-за чего возросла их восприимчивость к влиянию электромагнитных помех (ЭМП) [2]. Поэтому актуальной задачей ЭМС является повышение помехозащищенности РЭС.

Прежде всего, опасность для быстродействующих РЭС представляют мощные кондуктивные сверхширокополосные (СШП) воздействия, которые проникают внутрь РЭС по проводникам сигнальных и питающих цепей [3]. Широкий спектр СШП воздействия позволяет части его частотных компонент практически беспрепятственно проникать внутрь РЭС, минуя средства защиты [4]. Проникая внутрь аппаратуры, СШП воздействие может нарушать цифровой обмен из-за того, что наводки от него воспринимаются логическими элементами в качестве полезных сигналов. При высокой мощности СШП воздействие приводит к выходу электронных компонентов из строя из-за пробоя полупроводников и диэлектриков [5]. Часто классические решения, применяемые для защиты РЭС от ЭМП, оказываются неэффективными из-за малого быстродействия, влияния паразитных связей, а также несоответствия заявленных характеристик защитных устройств их реальным характеристикам [6]. Поэтому актуален поиск путей защиты от СШП воздействий, лишенных этих недостатков и разработка новых устройств на их основе.

Линии передачи и устройства на их основе нашли широкое применение в современных РЭС радиолокации, связи и измерений [7]. Как правило, они применяются для передачи сигналов и питания между функциональными элементами электронных схем. Связанные линии служат основой направленных ответвителей [8], фильтров [9] и корректоров группового времени запаздывания [10]. Отдельно следует выделить устройства защиты от импульсных сигналов субнаносекундного диапазона, в основе которого лежит явление модального разложения сигнала на составляющие (моды) в связанных линиях из-за различия фазовых скоростей этих составляющих: меандровые линии (МЛ) [11] и модальные фильтры (МФ) [12]. Примечательно, что технические принципы реализации защиты настолько разнообразны, что фактически могут не требовать устройства защиты как такового, поскольку для этого могут использоваться характеристики, присущие уже существующим межсоединениям устройств, таким как провода, кабели, трассы печатной платы и др. [13]. Примечательны

структуры на основе витка МЛ, поскольку по сравнению с МФ, они обладают вдвое меньшей длиной, большим ослаблением и у них отсутствуют резисторы на пассивных проводниках [14]. Одним из направлений исследования является анализ МЛ с асимметричным поперечным сечением, благодаря которому в них распространяются дополнительные комбинационные составляющие (их задержки определяются комбинациями задержек основных составляющих), которые позволяют дополнительно увеличить ослабление амплитуды СШП воздействий. Предложен математический аппарат [15] для анализа таких структур и методика их синтеза с его применением [16]. Верификация методики выполнена только численным моделированием, причем, лишь на примере импульсного воздействия идеализированной формы. Поэтому целесообразна её апробация на реальных прототипах устройств защиты, разработанных с применением математического аппарата и методики, при воздействии на устройство типовых помеховых сигналов. Это позволит выполнить более глубокие оценки применимости предложенной методики и математического аппарата для проектирования устройств защиты на основе витка МЛ с асимметричным поперечным сечением. Цель данной работы – выполнить экспериментальное исследование полосковых устройств защиты с модальным разложением.

Методы измерений характеристик устройств защиты

Основой экспериментальных исследований полосковых устройств является измерение частотных зависимостей S -параметров. Эти измерения целесообразно провести на базе векторного анализатора цепей (ВАЦ). Схема экспериментальной установки для этого показана на рис. 1.

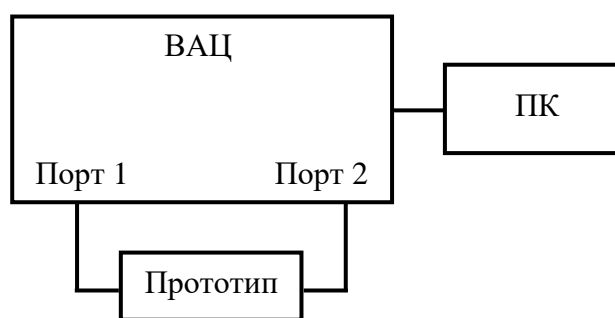


Рис. 1. Схема экспериментальной установки для измерения S -параметров прототипов устройств защиты

Для измерения частотных зависимостей S -параметров прототипов на базе ВАЦ нужно: выполнить его калибровку в соответствии с инструкцией по эксплуатации; подключить высокочастотные кабельные сборки к прототипу; измерить частотные зависимости S -параметров в выбранном частотном диапазоне; сохранить полученные данные в формате $.s2p$ для возможности дальнейшей обработки результатов измерений. Примечательно, что возможность интеграции ВАЦ с персональным компьютером позволяет использовать измеренные частотные зависимости S -параметров для вычисления формы напряжения во временной области. Это возможно благодаря тому, что файлы такого формата со-

держат значения, определяющие отношения между спектральными переменными каждого порта, что и позволяет с их помощью вычислять временной отклик на воздействие произвольной формы, если его спектр соответствует частотному диапазону, в котором выполнены измерения. Для этого могут быть использованы вычислительные возможности системы ADS [17]. Схема для анализа прототипов устройств защиты во временной области показана на рис. 2. Такой подход позволяет не прибегать к сложным и, как правило, дорогостоящим измерительным установкам, включающим в себя генераторы различных воздействий и измерительное оборудование.

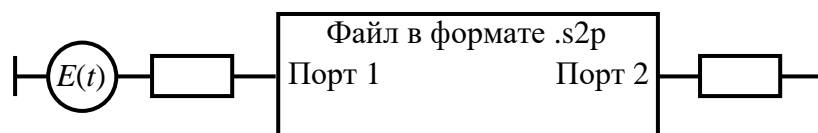


Рис. 2. Схема для анализа прототипов устройств защиты во временной области

Для анализа прототипов устройств во временной области нужно: импортировать частотные зависимости S -параметров в систему ADS в формате .s2p; создать имитационную модель для вычисления отклика; задать временной шаг и общий диапазон вычисления временного отклика; вычислить отклик на воздействие и отобразить его с помощью графических средств системы; оценить характеристики помехового воздействия на выходе прототипа устройства защиты (например, с помощью вычисления N -норм [18]).

Для анализа приняты 4 формы воздействий во временной области для оценки возможности их разложения на выходе устройств. Формы их э.д.с. показаны на рис. 3. Первая из них (рис. 3а) представляет импульсный сигнал в виде трапеции общей длительностью 900 пс. Вторая представляет гауссов импульс (рис. 3б) по стандарту [19]. Третья – затухающая синусоида (рис. 3в), которая задается как [20]

$$E(t) = E \sin(2\pi ft) e^{-\beta t}, \quad (1)$$

где E – пиковое значение э.д.с. источника, $\beta=10^9$ – коэффициент затухания (при $\tau=1$ нс амплитуда уменьшается в $e=2,72$ раза), f – частота (принято $f=1$ ГГц). Четвертое воздействие имеет форму синусоиды с гауссовой модуляцией (рис. 3г), которая задается как [21]

$$E(t) = E \cos[2\pi f(t - ts)] e^{-\left(\frac{2(t-ts)}{\alpha}\right)^2}, \quad (2)$$

где E – пиковое значение э.д.с. источника, $t_0=(1/f)$ – период несущей частоты (принято $f=1$ ГГц), $\alpha=10^{-8}$ с – эффективная ширина гауссовой формы волны (на уровне $1/e$), $ts=2\alpha$ – временной сдвиг сигнала. Пиковые значения э.д.с. источников всех воздействий для простоты приняты по 1 В.

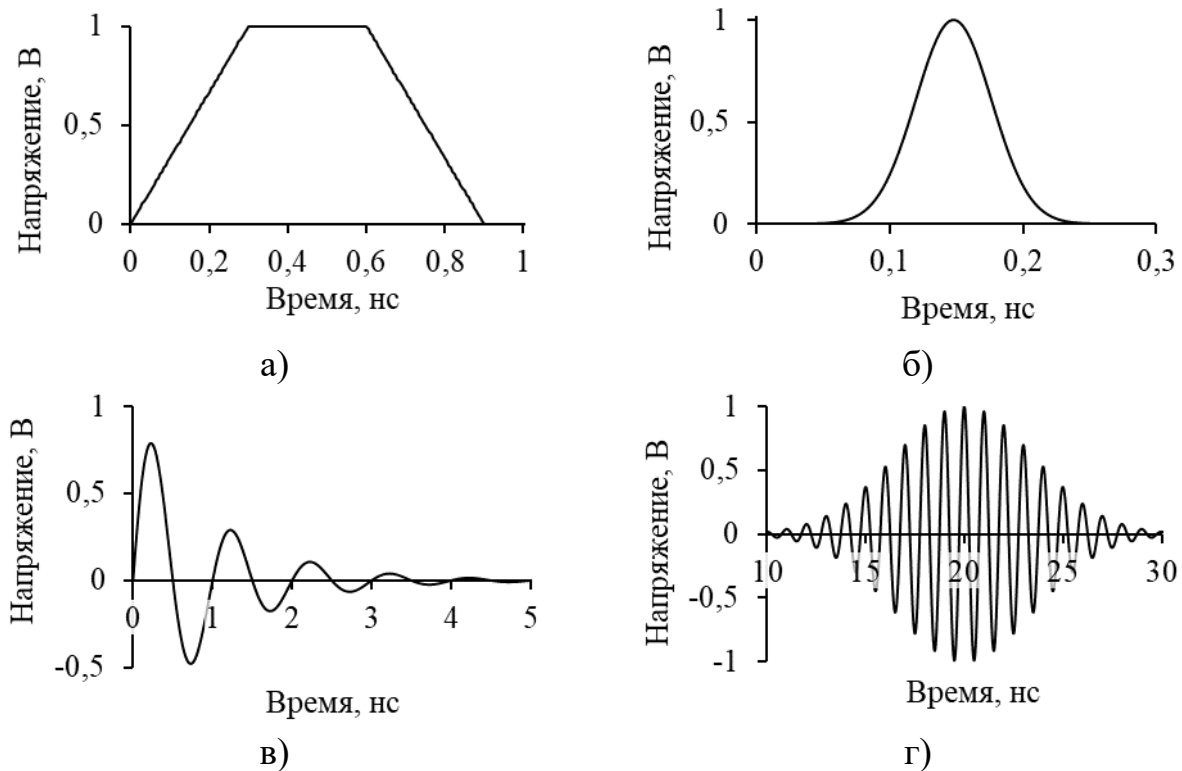


Рис. 3. Формы э.д.с. воздействий: трапецевидный импульс (а), гауссов импульс (б), затухающая синусоида (в) и синусоида с гауссовой модуляцией (г)

На следующем этапе целесообразна оценка излучаемых эмиссий и восприимчивости прототипов. Эти измерения нужно выполнить на базе четырехпортового ВАЦ и ТЕМ-камеры [22]. Необходимость четырехпортового ВАЦ обусловлена тем, что к его портам одновременно подключаются прототип устройства защиты и ТЕМ-камера. Схема экспериментальной установки для этого показана на рис. 4. Согласно нормативным документам [23], прототип устройства на печатной плате размерами $100 \times 100 \text{ мм}^2$ со сплошным полигоном земли на краях платы (металлизацией шириной 20 мм для обеспечения электрического контакта с корпусом ТЕМ-камеры) помещается внутрь камеры. С обратной стороны платы находится сплошной слой металлизации, и монтируются соединители для подключения кабельных сборок. При измерении прототипов с помощью ТЕМ-камеры и ВАЦ, полученные частотные зависимости коэффициентов передачи между ТЕМ-камерой и прототипом $|S_{12}|$ и $|S_{43}|$ отражают излучаемые помехоэмиссии исследуемого прототипа, а $|S_{21}|$ и $|S_{34}|$ – его восприимчивость к влиянию ЭМП.

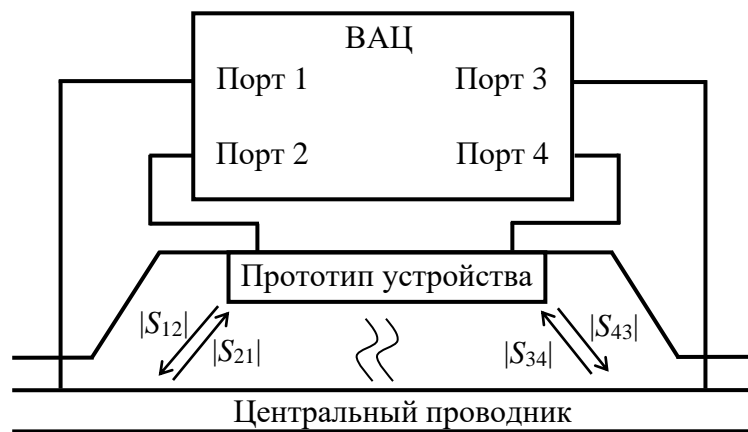


Рис. 4. Схема экспериментальной установки измерений в ТЕМ-камере для оценки излучаемых помехоэмиссий и восприимчивости прототипов

Полученные на данном этапе результаты уже позволяют оценить уровень излучаемых эмиссий и восприимчивость исследуемых прототипов к ЭМП в заданном частотном диапазоне. Но для оценки соответствия прототипов нормативным документам в области ЭМС нужно рассчитать напряженность электрического поля, создаваемую прототипом, а также напряжения на его концах при воздействии поперечной электромагнитной волной заданной мощности. Это можно сделать с помощью следующих выражений [24]:

$$E_{обМВ/м}(f) = 20 \lg \left[\frac{|S_{mn}(f)| \sqrt{P_{ВХ.Л} Z_{Л}}}{10^{-3} d} \right], \quad (3)$$

$$U_{обМВ}(f) = 20 \lg \left[\frac{|S_{mn}(f)| \sqrt{P_{ВХ.К} Z_{К}}}{10^{-3}} \right], \quad (4)$$

где $Z_{К}$ и $Z_{Л}$ – волновые сопротивления центрального проводника ТЕМ-камеры и прототипа соответственно, $P_{ВХ.К}$ и $P_{ВХ.Л}$ – мощность, подводимая ко входу ТЕМ-камеры и прототипа соответственно, d – расстояние между центральным и опорным проводниками ТЕМ-камеры, m и n – номера портов, между которыми определён коэффициент передачи.

Разработка и прототипирование устройств защиты

Поперечное сечение исследуемого витка МЛ с боковой связью и асимметричным поперечным сечением показано на рис. 5а. Асимметрия обеспечивается разной шириной сигнальных проводников витка ($w_1 \neq w_2$). Схема соединений витка показана на рис. 5б и представляет собой связанную линию передачи, сигнальные проводники которой соединены на дальнем конце. Ближний конец первого проводника соединен с генератором сигналов, представленным идеальным источником э.д.с. и внутренним сопротивлением R_{S1} , а второго – с приемным устройством с входным сопротивлением R_{S2} .

В соответствии с методикой синтеза из [17], сначала нужно определить исходные данные: задать параметры подложки и окончаний R_{S1} и R_{S2} , форму

воздействия $E(t)$ и площади S на печатной плате. 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 исходного (для параметрической оптимизации) принято трапецевидное воздействие, а сопротивление тракта принято 50 Ом ($R_S=R_{S1}=R_{S2}$). Площадь на плате принята $S=80\times 80$ мм².

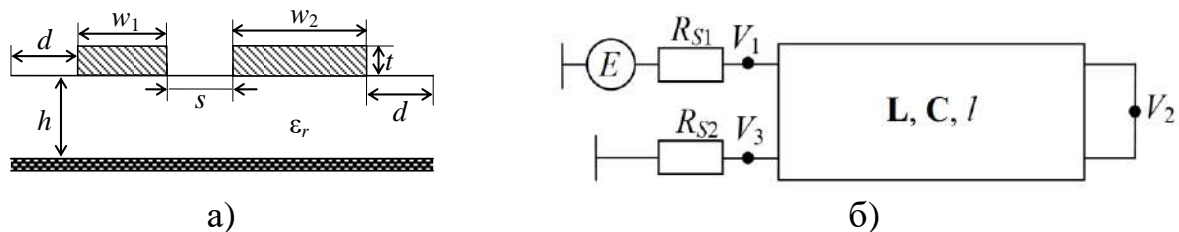


Рис. 5. Вид поперечного сечения (а) и схема соединений (б) витка МЛ

На следующем этапе выполняется оптимизация (эвристическим поиском) параметров поперечного сечения по критериям [17]:

$$t_{\Sigma} \leq 2l \tau_{\min}, \quad (5)$$

$$t_{\Sigma} \leq l (\tau_{\max} - \tau_{\min}), \quad (6)$$

$$R_{S1} = R_{S2} = (Z_c Z_d)^{0,5}, \quad (7)$$

где τ_{\max} и τ_{\min} – значения максимальной и минимальной из погонных задержек синфазной и дифференциальной мод, а Z_c и Z_d – их импедансы.

Условия (5) и (6) обеспечивают разложение импульсного сигнала на выходе витка на последовательность из четырёх основных импульсов: перекрёстной наводки, импульсов синфазной и дифференциальной мод и дополнительного (его задержка равна половине суммы задержек мод). Условие (7) обеспечивает минимизацию отражений сигнала от окончаний витка за счёт оптимального согласования импеданса каждой моды с трактом, в который включен виток. В результате оптимизации получены 2 набора параметров витка (таблица 1). Также в таблицу 1 сведены полученные длины витка l и матриц погонных коэффициентов электростатической (C) и электромагнитной (L) индукции, а также $(Z_c Z_d)^{0,5}$.

Таблица 1 – Оптимальные наборы параметров витка

| № набора | w_1 , мкм | w_2 , мкм | s , мкм | l , мм | L , нГн/м | C , пФ/м | $(Z_c Z_d)^{0,5}$, 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 |

При прототипировании устройств защиты на основе витка МЛ, даже при малой длительности помехового воздействия, длина витка часто оказывается большой. Это не позволяет компактно поместить устройство с исходной конфигурацией на печатной плате. Поэтому на следующем этапе нужна оптимиза-

ция структуры витка для его размещения на заданной площади S . Наиболее простым путем для этого является сворачивание исходного витка в меандр со слабой связью между полувитками, как показано в [12]. Поперечное сечение такого меандра показано на рис. 6 (связь между неосновными полувитками регулируется выбором s_2).

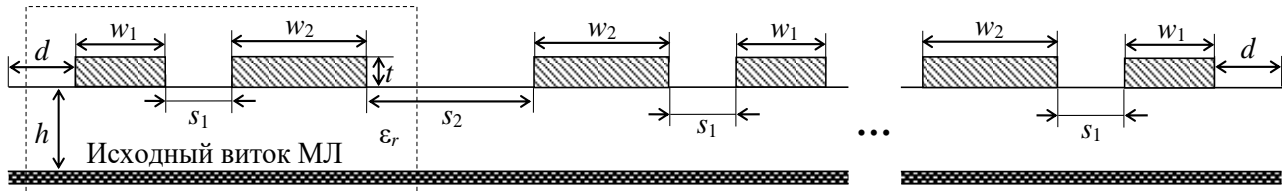


Рис. 6. Поперечное сечение витка МЛ с асимметричным поперечным сечением, свернутого в меандр

В результате оптимизации исходный виток для набора 1 свернут в меандр из 17 неосновных полувитков, а для набора 2 – из 11 (далее прототипы 1 и 2) [17]. Вид изготовленных прототипов показан на рис. 7. Длины каждого из них с учётом скруглений составили $l_1=71,12$ мм с $s_2=2$ мм и $l_2=68,14$ мм с $s_2=2,3$ мм. Для включения прототипов в измерительный тракт выполнены полосковые отводы для возможности монтажа SMA соединителей.

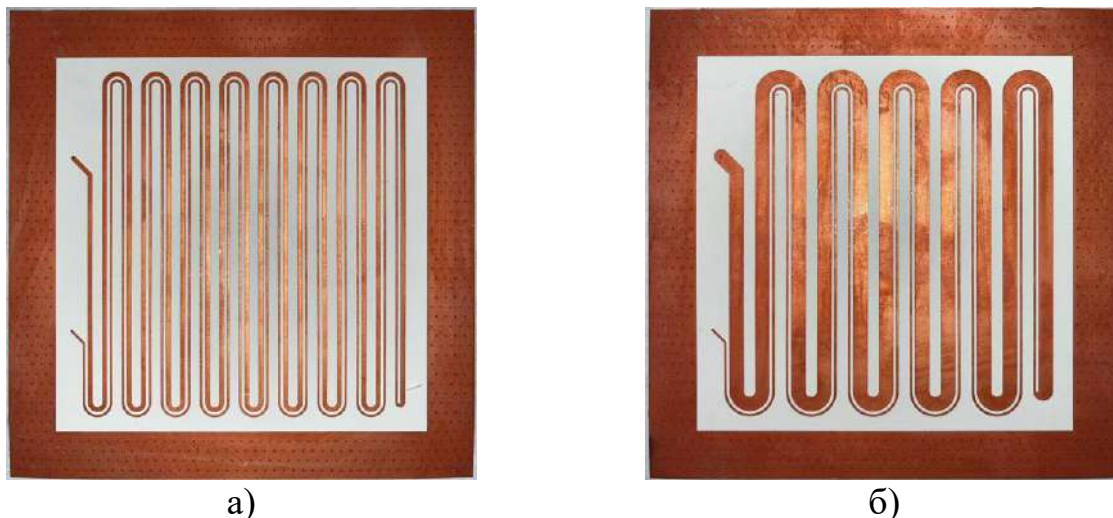


Рис. 7. Вид сверху изготовленных прототипов 1 (а) и 2 (б)

Измерение частотных зависимостей S -параметров прототипов

Измерения частотных зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ прототипов устройств защиты выполнено на базе ВАЦ E5071C компании Agilent Technologies. На рис. 8а показан вид экспериментальной установки с подключенными кабельными сборками для измерений. Для включения прототипов в тракт использованы высокочастотные SMA-соединители производства компании MOLEX с верхней граничной частотой 18 ГГц. На рис. 8б показан вид экспериментальной установки для измерений в TEM-камере. Перед проведением каждого из измерений выполнена TOSM-калибровка (Through – перемычка между портами,

Open – нагрузка холостого хода, Short – короткозамкнутая нагрузка и Match – согласованная нагрузка).

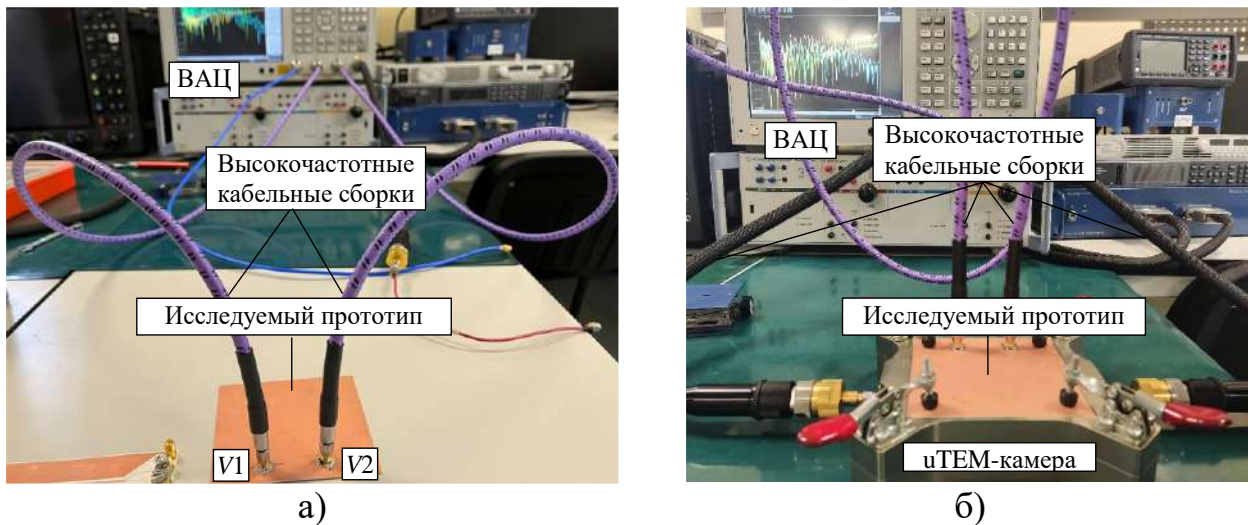


Рис. 7. Вид экспериментальной установки для измерения частотных зависимостей S -параметров прототипов в открытом пространстве (а) и в uTEM-камере (б)

Выполнено измерение S -параметров прототипов в открытом пространстве (в соответствии со схемой рис. 1) в частотных диапазонах: 300 кГц–1 ГГц и 300 кГц–5 ГГц. Частотные зависимости $|S_{21}|$, полученные в результате измерений для прототипов 1 и 2 показаны на рис. 8 и 9 соответственно. Для возможности сравнения на рис. 8 и 9 также приведены зависимости, полученные в результате квазистатического (в системе TALGAT [25]) и электродинамического (в пакете EMPro [26]) моделирования. Из рис. 8 и 9 видно, что частотные зависимости $|S_{21}|$ имеют многорезонансный характер во всей полосе частот, что объясняется сложной структурой витка, свернутого в меандр. Это приводит к многократным отражениям сигнала в конце каждого неосновного полувитка меандра. Из-за многорезонансного характера прототипы имеют довольно малые частоты среза (по уровню минус 3 дБ). Для прототипа 1 она составила 60, 36 и 61 МГц по результатам измерений, квазистатического и электродинамического моделирования, а для прототипа 2 – 20, 13,5 и 12,8 МГц соответственно. Согласование зависимостей в диапазоне частот приемлемо до 1 ГГц (рис. 8а и 9а). Существенные отличия от результатов измерений имеют зависимости, полученные при квазистатическом моделировании. Из сравнения результатов измерений и электродинамического моделирования наблюдается хорошее согласование зависимостей, а основные различия заключаются в амплитудах и частотах резонансов.

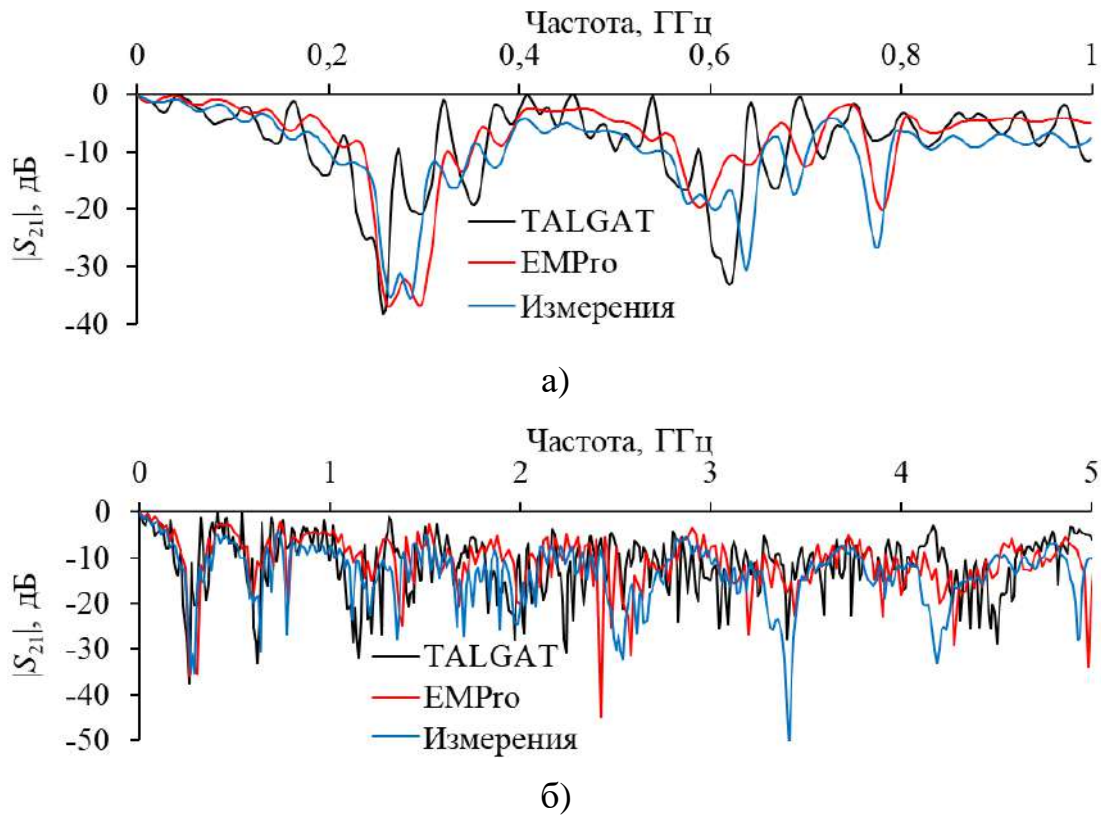


Рис. 8. Частотные зависимости $|S_{21}|$ прототипа 1, полученные разными подходами в частотном диапазоне до 1 (а) и 5 (б) ГГц

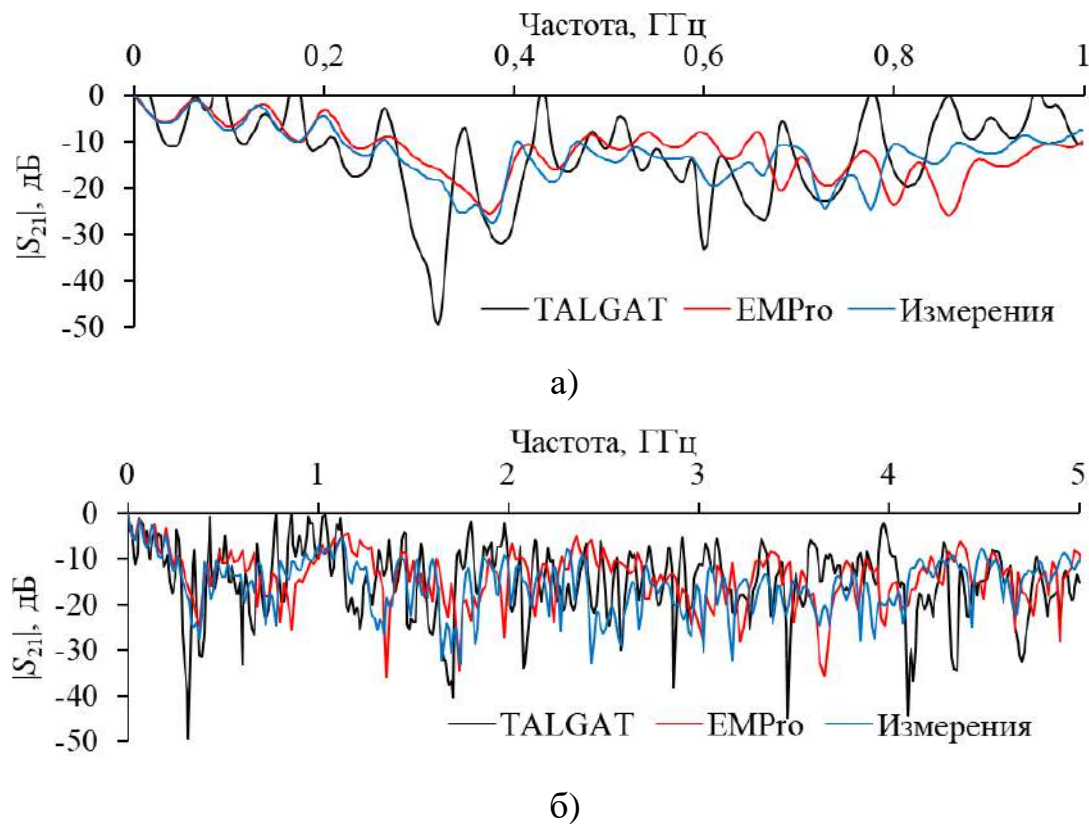


Рис. 9. Частотные зависимости $|S_{21}|$ прототипа 2, полученные разными подходами в частотном диапазоне до 1 (а) и 5 (б) ГГц

Вычисление форм напряжения на выходе прототипов устройств защиты

Выполнено вычисление формы напряжения на выходе прототипов на основе измеренных частотных зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ в соответствии со схемой измерений на рис. 2. Вычисление временных откликов на основе S -параметров выполнено в системе ADS. Также для возможности сравнения выполнено численное моделирование форм напряжения с учётом потерь в системе TALGAT и пакете EMPro. Электродинамическое моделирование является трехмерным, поэтому позволяет учесть в модели полосковые отводы. Квасистатическое моделирование является двухмерным, поэтому эти отводы учтены с помощью дополнительных однопроводных линий передачи, длина которых для прототипов 1 и 2 составила 40 и 34,6 мм соответственно.

Трапецевидное воздействие

Полученные формы напряжения на выходе прототипов при трапецевидном воздействии (рис. 3а) показаны на рис. 10.

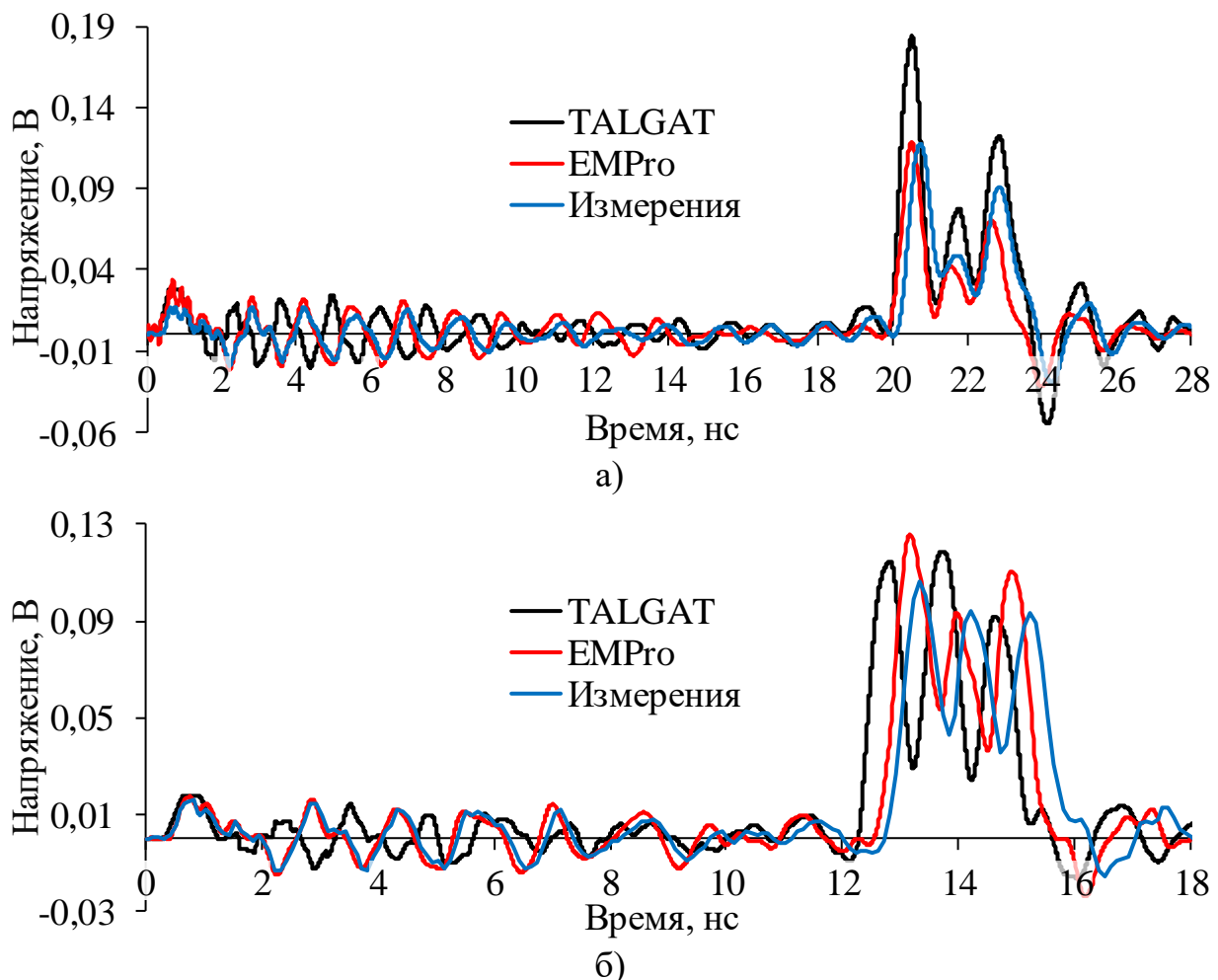


Рис. 10. Формы напряжения на выходе прототипов 1 (а) и 2 (б) при трапецевидном воздействии, полученные разными методами

Из полученных результатов видно, что формы напряжения, полученные разными подходами, согласуются по форме, амплитуде и задержке. Между тем для прототипа 1 это согласование лучше, как по амплитуде, так и по задержке

импульсов разложения, а для прототипа 2 более существенные различия, вероятнее всего, обусловлены влиянием отражений на концах полувитков из-за более существенной асимметрии поперечного сечения. Формы напряжения на выходе прототипов 1 и 2 представлены последовательностью из четырех основных импульсов. Между импульсами 1 (перекрестная наводка, которая приходит на выход прототипа без задержки) и 2 (импульс нечётной моды) наблюдаются отражения от неоднородностей на стыках неосновных полувитков мейандра. Примечательно, что при усилении асимметрии поперечного сечения амплитуда импульса 3 (дополнительного) существенно возрастает, что приводит к уменьшению общего уровня сигнала на выходе прототипа 2. Для количественного сравнения результатов, в таблицу 2 сведены вычисленные амплитуды и задержки импульсов по уровню половины амплитуды.

Таблица 2 – Амплитуды (мВ) и задержки (нс) импульсов разложения на выходе прототипов 1 и 2, полученные разными методами

| Подход | U_1 | t_1 | U_2 | t_2 | U_3 | t_3 | U_4 | t_4 |
|---------------------|-------|-------|--------|-------|--------|--------|--------|-------|
| Прототип 1 | | | | | | | | |
| Квазистатический | 32,23 | 0,54 | 187,57 | 20,11 | 73,81 | 20,96* | 135,8 | 22,19 |
| Электродинамический | 28,27 | 0,54 | 202,43 | 20,23 | 73,37 | 21,3 | 136,25 | 22,33 |
| Измерения | 21,7 | 0,54 | 153,65 | 20,41 | 63,06 | 21,3* | 117,83 | 22,5 |
| Прототип 2 | | | | | | | | |
| Квазистатический | 20,49 | 0,6 | 121,69 | 12,56 | 104,37 | 13,48 | 95,31 | 14,46 |
| Электродинамический | 17,64 | 0,58 | 101,6 | 12,9 | 73,23 | 13,68* | 84,9 | 14,63 |
| Измерения | 16,32 | 0,56 | 105,88 | 13,04 | 94,16 | 13,91 | 93,48 | 14,88 |

* – задержка определена по уровню минимальной амплитуды импульса.

Из таблицы 2 видно, что полученные результаты согласуются приемлемо. Для прототипов 1 и 2 различие задержек, полученных разными методами, не превышает 2 и 12%, а амплитуд – 7 и 21% соответственно. Столь существенное различие амплитуд на выходе прототипа 2 наблюдается для импульсов 3 и 4. Отличия результатов измерения и моделирования обусловлены более существенным влиянием потерь, дисперсии и отражений.

Выполнена оценка N -норм воздействия до и после его разложения. Результаты сведены в таблицу 3. Из неё видно, что все нормы форм напряжения, полученных разными методами, согласуются.

Таблица 3 – N -нормы, полученные при воздействии 1

| Подход | N_1 | $N_2 \times 10^{-9}$ | $N_3 \times 10^{10}$ | $N_4 \times 10^{10}$ | $N_5 \times 10^6$ |
|---------------------|-------|----------------------|----------------------|----------------------|-------------------|
| Входное воздействие | 0,5 | 1,83 | 3,0 | 3,0 | 11,2 |
| Прототип 1 | | | | | |
| Квазистатический | 0,18 | 0,52 | 3,53 | 5,89 | 5,74 |
| Электродинамический | 0,12 | 0,47 | 1,89 | 3,37 | 3,53 |
| Измерения | 0,12 | 0,39 | 2,17 | 3,52 | 3,96 |
| Прототип 2 | | | | | |
| Квазистатический | 0,12 | 0,35 | 2,88 | 3,86 | 4,5 |
| Электродинамический | 0,13 | 0,33 | 2,66 | 3,95 | 4,55 |
| Измерения | 0,11 | 0,27 | 2,42 | 3,51 | 4,05 |

По существу, N_1 показывает влияние прототипов на ослабление амплитуды воздействия относительно половины э.д.с. Наибольшее уменьшение N_1 (до 5 раз) получено для прототипа 2 из-за меньшего уровня выходного сигнала за счёт увеличения амплитуды дополнительного импульса. Существенное уменьшение N_2 (до 7 раз) вызвано уменьшением скорости нарастания напряжения из-за влияния потерь и сглаживания формы импульсов разложения. Существенного уменьшения норм N_3 и N_4 не наблюдается, причем для результатов моделирования значения норм могут даже увеличиваться. Это связано с тем, что из-за влияния потерь на сглаживание фронта и спада импульсов разложения происходит увеличение их ширины и их наложение друг на друга. Также из-за наложения импульсов наблюдается не столь существенное уменьшение N_5 (в 2-3 раза).

Воздействие гауссова импульса

На рис. 11 приведены формы напряжения на выходе прототипов при воздействии гауссова импульса (рис. 5б). Видно, что результаты квазистатического моделирования существенно (практически вдвое для импульса дифференциальной моды) отличаются от результатов, полученных при электродинамическом моделировании и измерениях. Вероятной причиной этого является не учёт частотной зависимости потерь при квазистатическом моделировании.

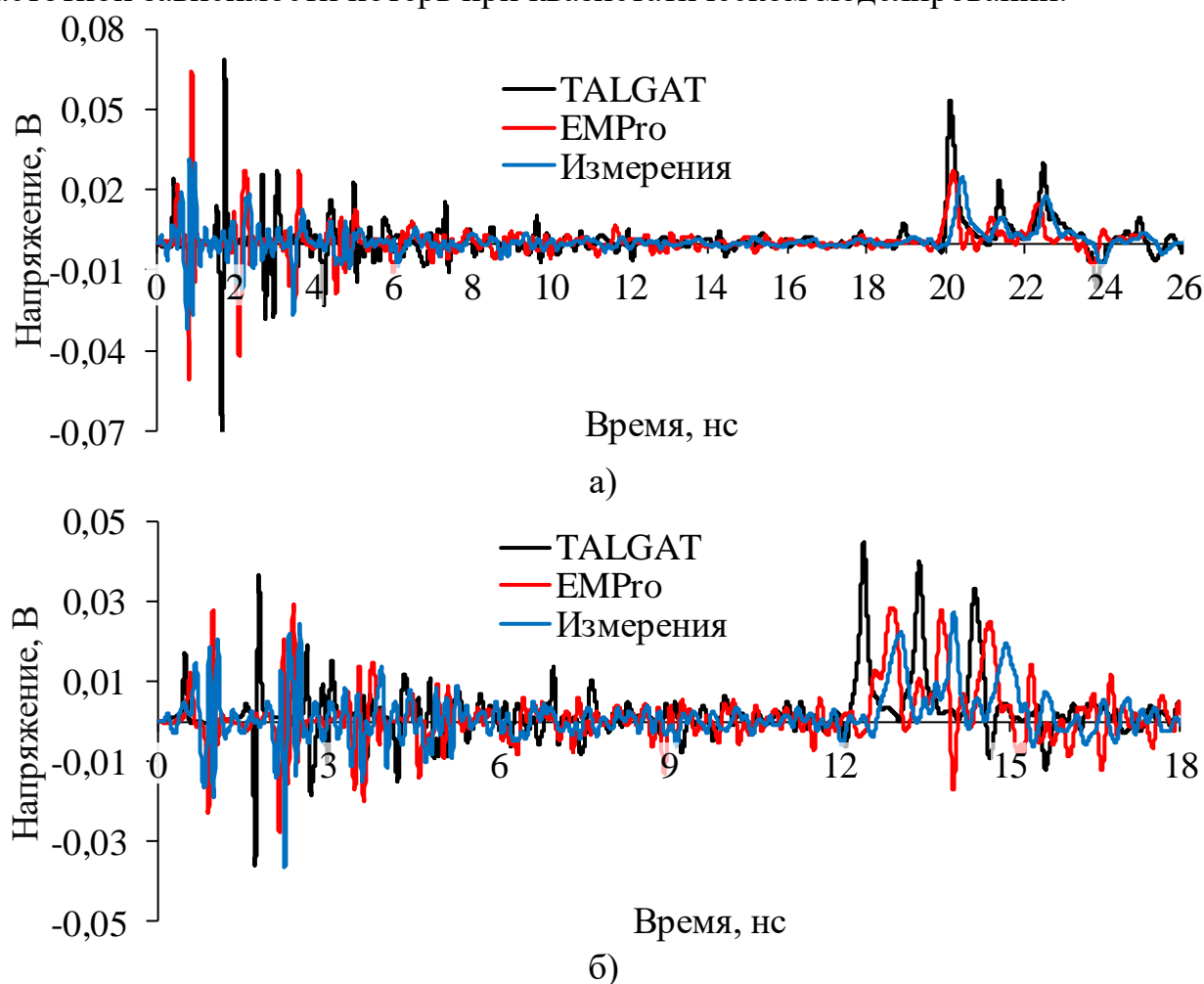


Рис. 11. Формы напряжения на выходе прототипов 1 (а) и 2 (б) при воздействии гауссова импульса, полученные разными методами

Также из рис. 11 видно, что потери оказывают наибольшее влияние на ослабление амплитуды самого позднего из импульсов разложения (синфазной моды) вне зависимости от метода получения формы напряжения. Также на искажения формы сигнала на выходе прототипов оказывают многократные отражения сигнала от скруглений. Между тем выявлено приемлемое совпадение результатов измерений и электродинамического моделирования. Это объясняется тем, что такое моделирование позволяет учёт высших типов волн и всех видов потерь.

Оценены N -нормы до и после разложения воздействия в витке МЛ (таблица 3).

Таблица 4 – N -нормы, полученные при воздействии гауссова импульса

| Подход | N_1 | $N_2 \times 10^{-9}$ | $N_3 \times 10^{10}$ | $N_4 \times 10^{10}$ | $N_5 \times 10^6$ |
|---------------------|-------|----------------------|----------------------|----------------------|-------------------|
| Входное воздействие | 0,5 | 11,3 | 3,62 | 3,62 | 3,55 |
| Прототип 1 | | | | | |
| Квазистатический | 0,069 | 3,75 | 0,49 | 1,2 | 1,33 |
| Электродинамический | 0,065 | 2,57 | 0,22 | 0,81 | 1,01 |
| Измерения | 0,032 | 1,55 | 0,27 | 0,79 | 0,84 |
| Прототип 2 | | | | | |
| Квазистатический | 0,045 | 1,89 | 0,42 | 0,75 | 0,99 |
| Электродинамический | 0,029 | 1,06 | 0,31 | 0,97 | 0,98 |
| Измерения | 0,027 | 1,24 | 0,3 | 0,85 | 0,86 |

Из таблицы 4 видно, что для форм напряжения, полученных разными способами, наблюдается уменьшение N_1 для прототипа 1 в 15,6 раза, а для прототипа 2 – 18,5 раза. Уменьшение N_2 для прототипа 1 – 7,3 раза, а 2 – 10,7 раза. Столь существенное уменьшение объясняется не только разложением воздействия на составляющие с меньшими амплитудами из-за модального разложения, но и существенным влиянием потерь на форму гауссова импульса. Существенного уменьшения N_3 и N_4 не происходит из-за многократных отражений. Между тем довольно существенно уменьшается N_5 (до 4 раз).

Воздействие затухающей синусоиды

Получены формы напряжения на выходе прототипов 1 и 2 при воздействии затухающей синусоиды (рис. 5в), которые представлены на рис. 12. Из сравнения форм напряжения, полученных разными методами, видно, что качественно они согласуются, поскольку каждая из форм представлена последовательностью синусоидальных колебаний, которые накладываются друг на друга. Из-за этого сложно однозначно определить задержки составляющих и выделить дополнительный импульс. Из-за большей (относительно воздействий 1 и 2) длительности воздействия 3 условия (5) и (6) не выполняются, поэтому в явном виде на выходе витка не наблюдается дополнительный импульс. Также на выходе присутствует составляющая перекрестной помехи, однако её форма существенно искажена из-за отражений. Нужно отметить хорошее совпадение форм напряжения, полученных разными методами, по задержкам составляющих и приемлемое согласование по амплитудам.

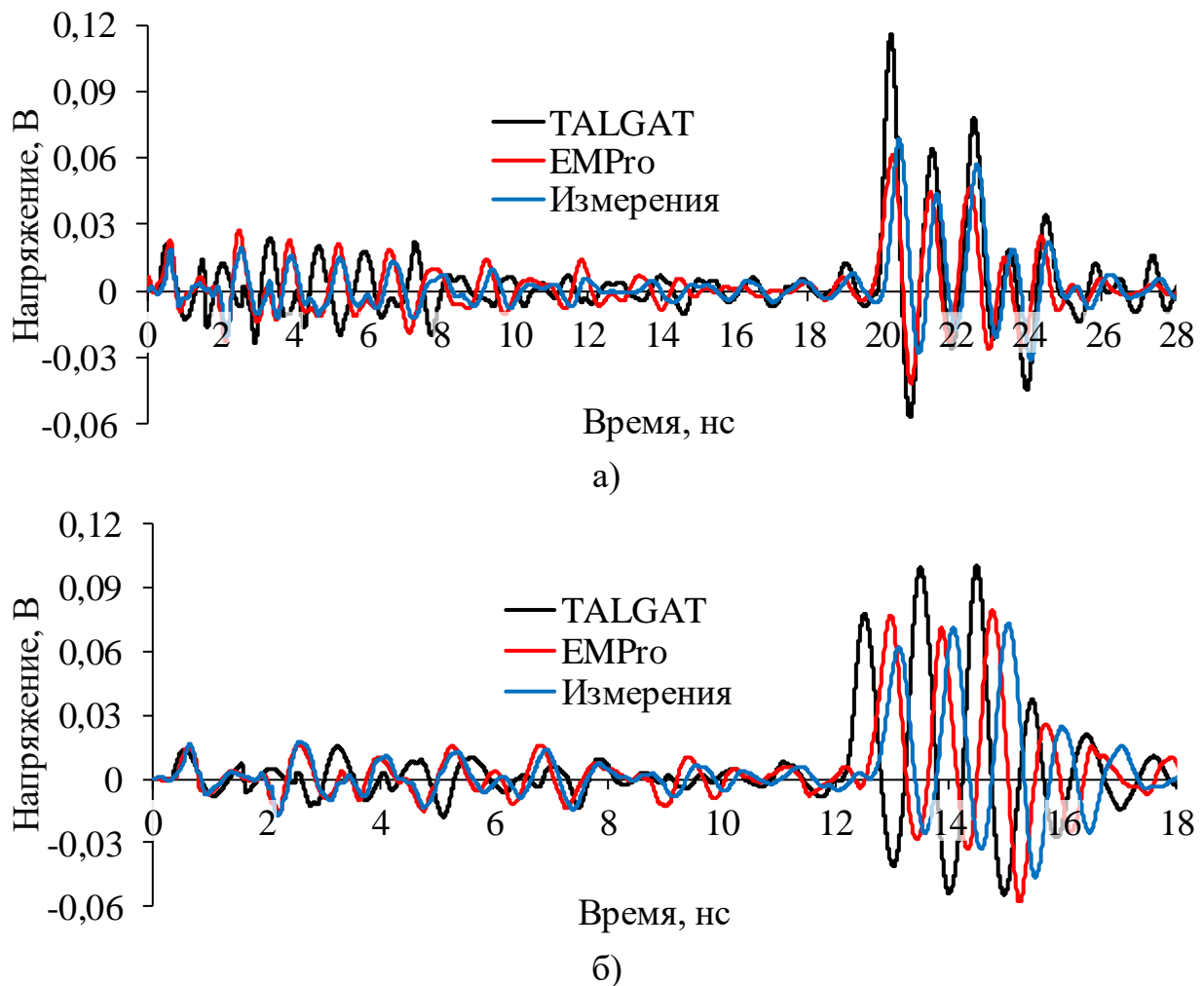


Рис. 12. Формы напряжения на выходе прототипов 1 (а) и 2 (б) при воздействии затухающей синусоиды, полученные разными методами

Из рис. 12 также видно, что наилучшее совпадение наблюдается для результатов электродинамического моделирования и измерений (как и для воздействий 1 и 2). Примечательно, что положительные полуволны по результатам измерений прототипа 1 оказались выше по амплитуде, чем при электродинамическом моделировании. Так, отличия составили 4,5% и 22,4% для первой полуволны основных составляющих соответственно. Это может быть вызвано наложением основных и отраженных полуволн одинаковой полярности. Полученные результаты также подтверждают выводы о существенном влиянии потерь, сделанные ранее. Следует отметить, что тенденция искажений из-за потерь сохраняется: они сильнее ослабляют более поздние составляющие выходного сигнала.

В таблицу 5 сведены значения N -норм до и после прохождения воздействия по витку МЛ. Из анализа N_1 можно сделать вывод, что её ослабление довольно существенно и достигает 5,8 раза для прототипа 1 и 5,4 раза – для прототипа 2 (по измерениям). По результатам измерений ослабление воздействия более существенно, что объясняется, как разложением воздействия на составляющие, так и влиянием всех видов потерь. Кроме этого, на ослабление оказы-

вают влияние отражения и взаимная компенсация положительных и отрицательных полувольт разных составляющих (для всех методов).

Таблица 5 – N -нормы, полученные при воздействии затухающей синусоиды

| Подход | N_1 | $N_2 \times 10^{-9}$ | $N_3 \times 10^{10}$ | $N_4 \times 10^{10}$ | $N_5 \times 10^6$ |
|---------------------|-------|----------------------|----------------------|----------------------|-------------------|
| Входное воздействие | 0,394 | 3,24 | 1,25 | 3,2 | 7,8 |
| Прототип 1 | | | | | |
| Квазистатический | 0,116 | 0,86 | 0,82 | 3,72 | 3,26 |
| Электродинамический | 0,062 | 0,20 | 0,54 | 2,38 | 2,22 |
| Измерения | 0,068 | 0,29 | 0,6 | 2,1 | 2,13 |
| Прототип 2 | | | | | |
| Квазистатический | 0,101 | 0,56 | 0,79 | 3,22 | 2,59 |
| Электродинамический | 0,078 | 0,43 | 0,68 | 2,38 | 3,21 |
| Измерения | 0,073 | 0,39 | 0,65 | 2,19 | 2,39 |

Схожие выводы можно сделать для N_2 , значение которой также уменьшается, причем еще более существенно по сравнению с входным воздействием (до 8 и 11 раз для прототипов 1 и 2 по результатам измерений соответственно). Ослабление остальных норм менее существенно. Как и ранее, это связано с влиянием многократных отражений и потерь, из-за чего формы составляющих сигнала становятся шире. Примечательно, что все нормы, вычисленные на основе измерений, ниже, чем на основе электродинамического моделирования. Вероятнее всего это связано с характером воздействия и влиянием отражений в конце каждого неосновного полуцикла.

Воздействие синусоиды с гауссовой модуляцией

Полученные формы напряжения при воздействии синусоиды с гауссовой модуляцией приведены на рис. 13. Видно, что они приемлемо согласуются. Для прототипа 1 перед основной составляющей отклика наблюдается составляющая перекрестной наводки, а для прототипа 2 эта составляющая частично наложена на основную. Кроме того, после основной составляющей на выход прототипа 2 приходит отраженная составляющая. Примечательно, что результаты измерений прототипа 1 лучше согласуются с результатами квазистатического моделирования в TALGAT, причем для двух составляющих отклика. Однозначно объяснить это довольно сложно. Вероятными причинами являются периодический характер и сравнительно большая длительность воздействия. Отличие амплитуд по результатам квазистатического моделирования составило от 20 до 40%, а электродинамического – от 40 до 70%. Для прототипа 2, наоборот, результаты измерений лучше согласуются с результатами моделирования в пакете EMPro. Качественно результаты моделирования и измерений хорошо согласуются между собой.

В таблицу 6 сведены рассчитанные N -нормы. Из неё видно, что уменьшение N_1 по результатам измерений составило 3,6 и 2,9 раза для прототипов 1 и 2 соответственно. Схожее уменьшение (4,86 и 4 раза) получено для N_2 . Сравнительно малые снижения N_1 и N_2 вызваны тем, что из-за большой длительности воздействия не раскладывается на составляющие (в отличие от прежних воздействий). Поэтому на их уменьшение оказывают влияние только потери и от-

ражения. Также отметим приемлемое уменьшение норм N_3-N_5 , то говорит о снижении вероятности пробоя диэлектрика, выгорания компонентов и повреждения оборудования.

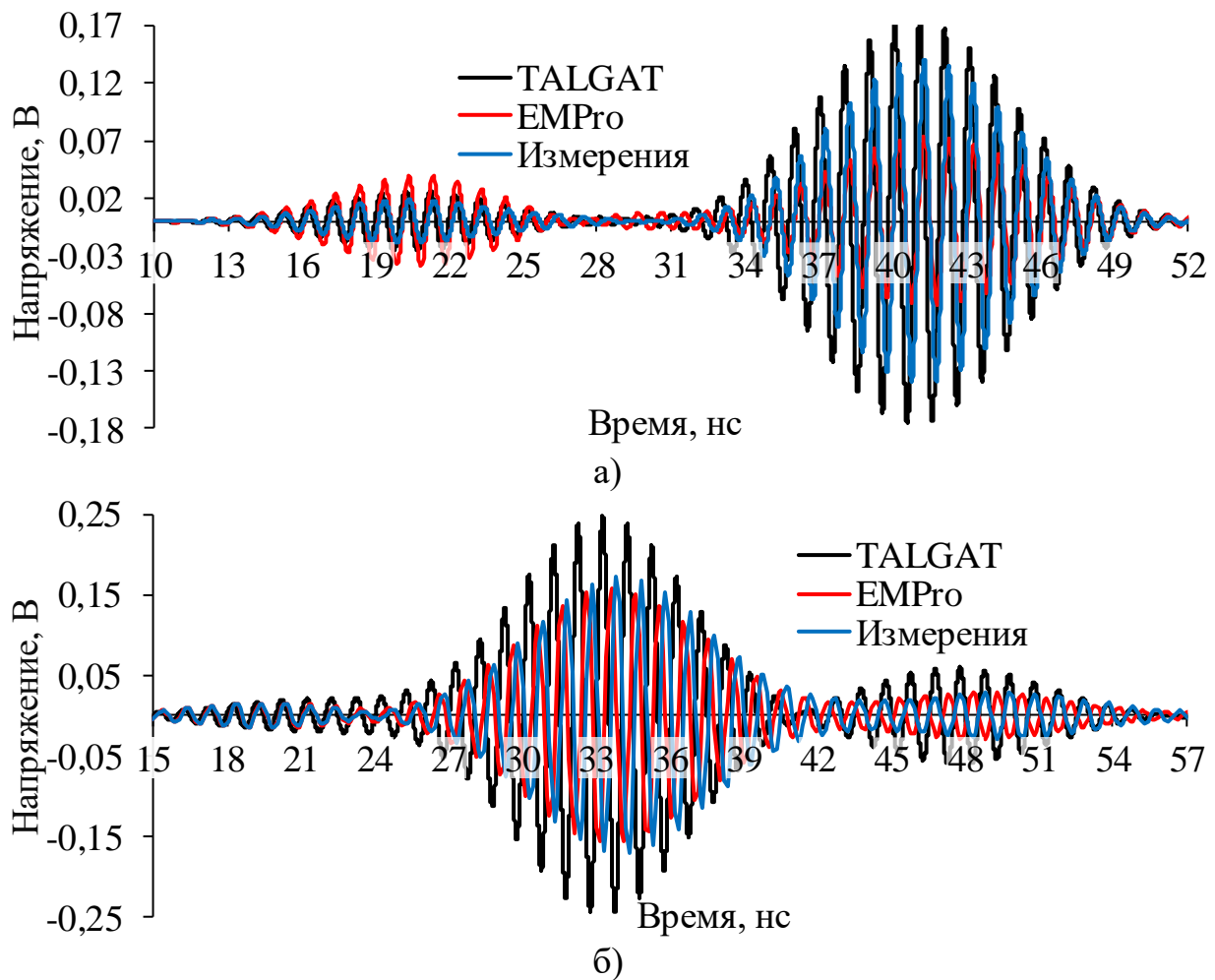


Рис. 13. Формы напряжения на выходе прототипов 1 (а) и 2 (б) при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией, полученные разными методами

Таблица 6 – N -нормы, полученные при воздействии синусоидой с гауссовой модуляцией

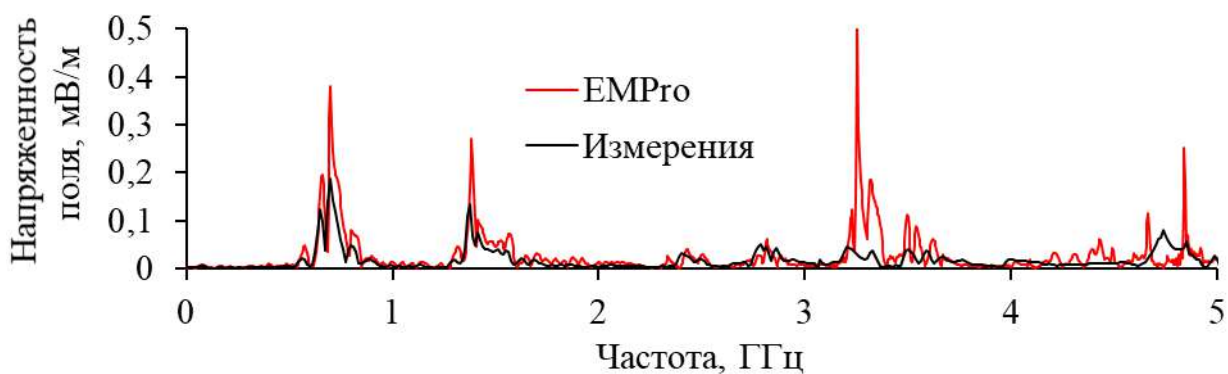
| Подход | N_1 | $N_2 \times 10^{-9}$ | $N_3 \times 10^{11}$ | $N_4 \times 10^9$ | $N_5 \times 10^5$ |
|---------------------|-------|----------------------|----------------------|-------------------|-------------------|
| Входное воздействие | 0,5 | 4,28 | 15,8 | 2,81 | 2,79 |
| Прототип 1 | | | | | |
| Квазистатический | 0,166 | 1,03 | 5,37 | 1,26 | 0,99 |
| Электродинамический | 0,073 | 0,52 | 2,34 | 0,70 | 0,49 |
| Измерения | 0,14 | 0,88 | 4,48 | 0,93 | 0,81 |
| Прототип 2 | | | | | |
| Квазистатический | 0,247 | 1,58 | 7,87 | 1,89 | 1,43 |
| Электродинамический | 0,158 | 0,98 | 4,85 | 1,25 | 0,94 |
| Измерения | 0,172 | 1,07 | 5,07 | 1,31 | 1,01 |

Оценка излучаемых помехоэмиссий и восприимчивости прототипов

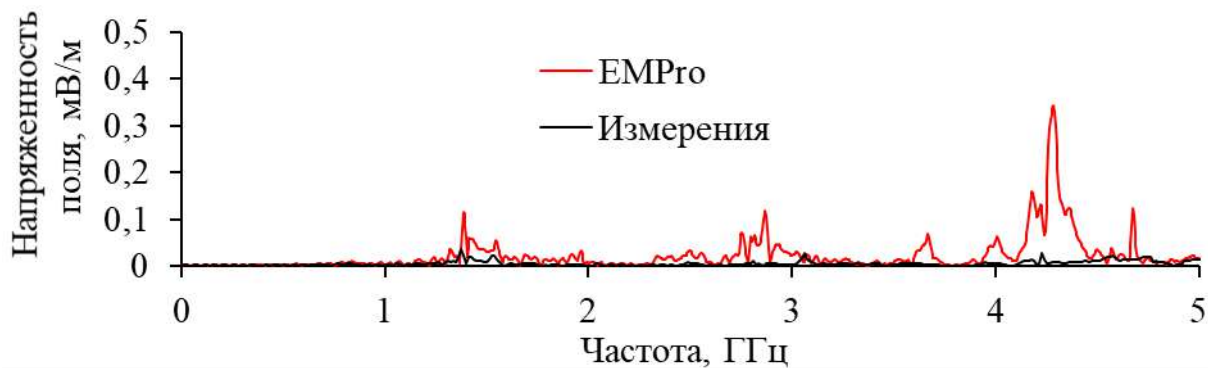
Выполнено измерение S -параметров прототипов в ТЕМ-камере в соответствии со схемой на рис. 4. Затем по (3) и (4) вычислены уровни напряженности электрического поля (излучаемых помехоэмиссий), создаваемого прототипами, и напряжения на их концах для оценки их восприимчивости при воздействии поперечной электромагнитной волны. Частотные зависимости помехоэмиссий для прототипов 1 и 2 (при угле поворота прототипа в камере на 0° и 90°) показаны на рис. 14 и 15 соответственно, а напряжения в конце прототипов при воздействии поперечной волной мощностью 0 дБм – на рис. 16 и 17. Для сравнения на рис. 14–17 показаны также результаты моделирования электродинамическим подходом в системе EMPro. Для этого моделируемый объем ограничен размерами внутреннего пространства ТЕМ-камеры, а в качестве граничных условий выбраны идеальные заземленные поверхности, что позволило значительно уменьшить вычислительные затраты на моделирование. При этом центральный проводник представлен в виде проводника соответствующих размеров и геометрии.

Из частотных зависимостей, представленных на рис. 14 и 15 видно, что результаты моделирования и измерений отличаются довольно существенно по амплитуде резонансов, а на высоких частотах отличия наблюдаются не только в амплитудах, но и в частотах этих резонансов. Такие отличия объяснить однозначно довольно сложно, однако вероятными причинами различий является влияние потерь, а также частичное рассогласование изготовленных прототипов с измерительным трактом, в который они включены. Также видно, что на ряде частот напряженность электрического поля, создаваемого прототипами, может достигать даже 0,17 и 0,14 мВ/м для прототипов 1 и 2 соответственно (по результатам измерений). Уменьшение уровня излучаемых эмиссий возможно при дополнительной параметрической оптимизации прототипов, а также при их расположении в экранирующем корпусе или покрытии устройства радиопоглощающим материалом. Примечательно, что поворот прототипов относительно центрального проводника ТЕМ-камеры приводит к существенному уменьшению помехоэмиссий до допустимого уровня. Также отметим, что из сравнения результатов измерений для прототипов 1 и 2 выявлено, что напряженность электрического поля при исходном положении прототипов в ТЕМ-камере (угле поворота 0°) для прототипа 1 выявлен больший уровень излучения на частоте 3,2 ГГц, чем для прототипа 2, а при повороте прототипов на 90° , наоборот, (на частоте 4,3 ГГц).

При оценке восприимчивости прототипов наблюдаются схожие результаты (рис. 16 и 17). Воздействие поперечной волны на прототипы при их исходном положении в ТЕМ-камере приводит к возникновению напряжения на выходе прототипов 1 и 2 с амплитудой до 3,94 мВ (на частоте 700 МГц) и до 2 мВ (на частоте 675 МГц), а при повороте прототипа на 90° – до 0,55 мВ (на частоте 1,38 ГГц) и до 1 мВ (на частоте 4,23 ГГц). При этом, оба прототипа наиболее восприимчивы к влиянию электромагнитного поля в частотных диапазонах 0,5–0,85, 1,25–1,75, 3,2–3,5 и 4,8–5 ГГц при исходном положении прототипов (при угле поворота 0°) и диапазонах 1,25–1,75, 2,5–3, 4–4,5 ГГц при угле поворота 90° .

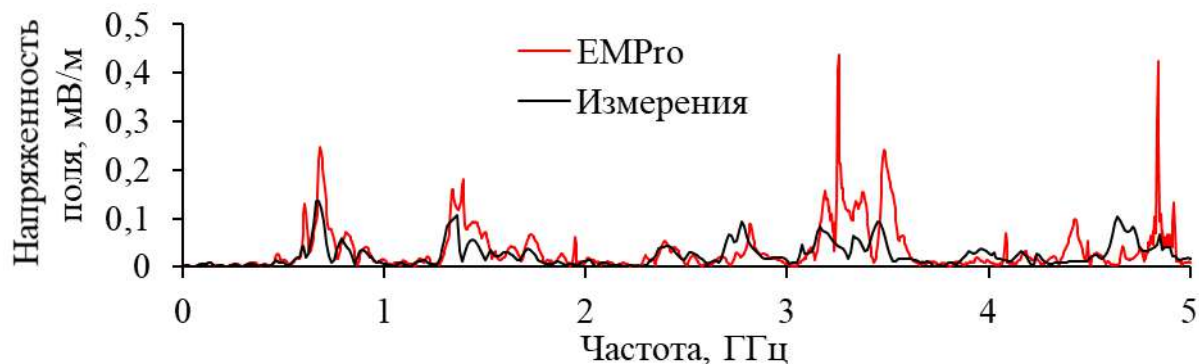


а)

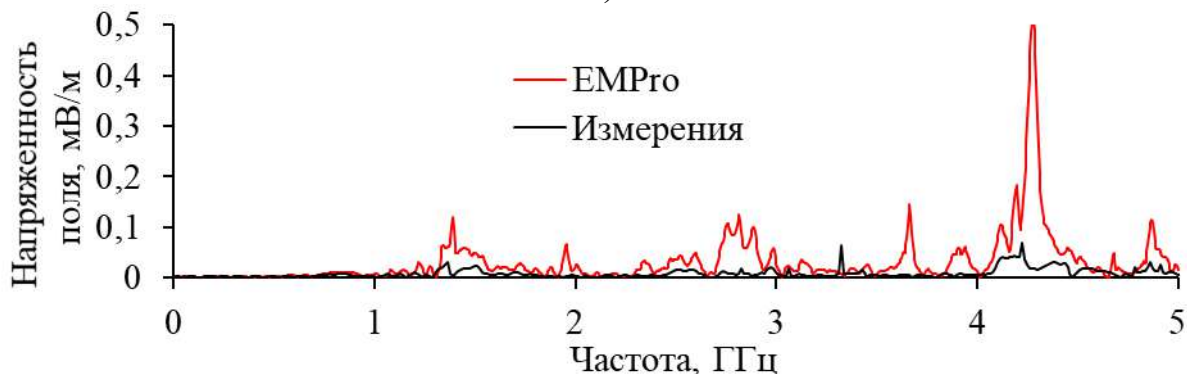


б)

Рис. 14. Частотные зависимости напряженности поля прототипа 1 с углом поворота прототипа 0° (а) и 90° (б)

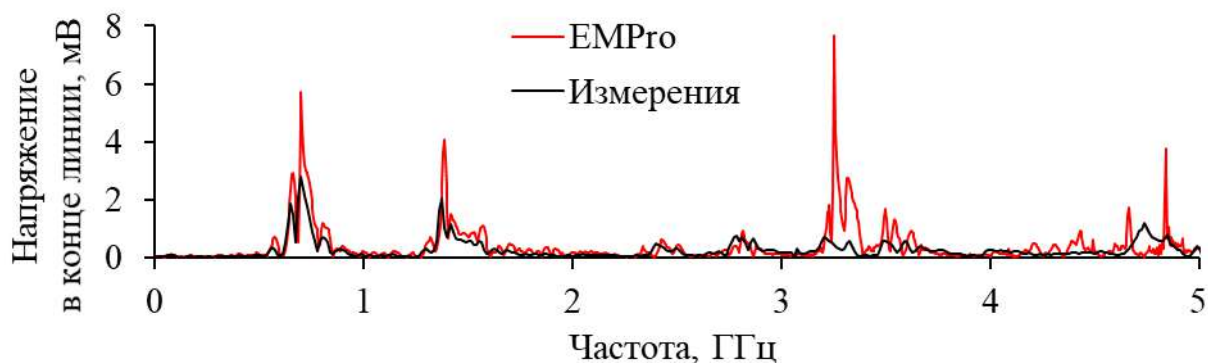


а)

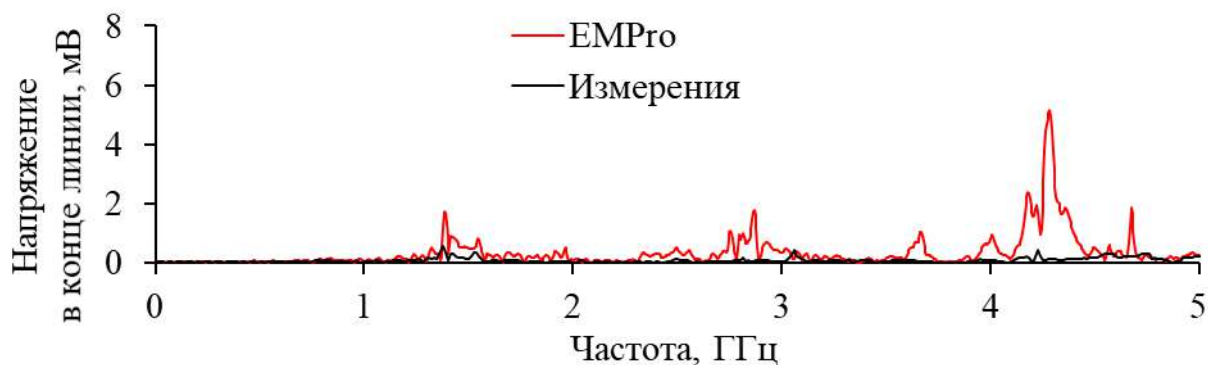


б)

Рис. 15. Частотные зависимости напряженности поля прототипа 2 с углом поворота прототипа 0° (а) и 90° (б)

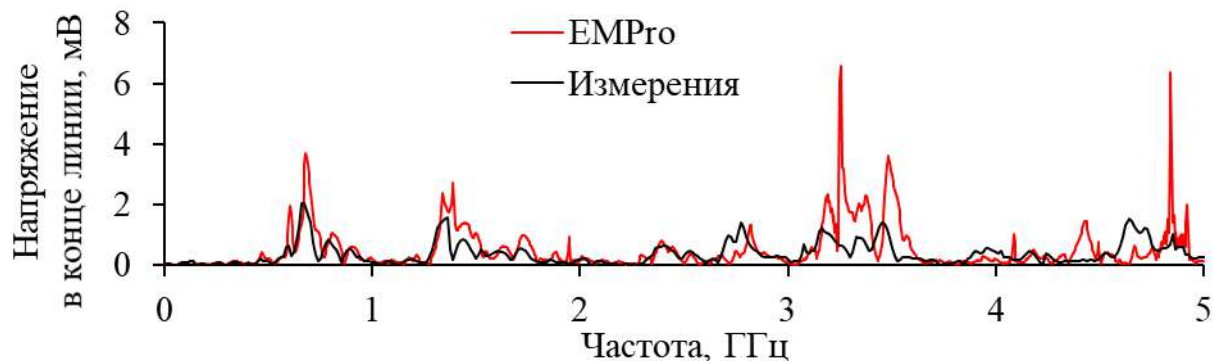


а)

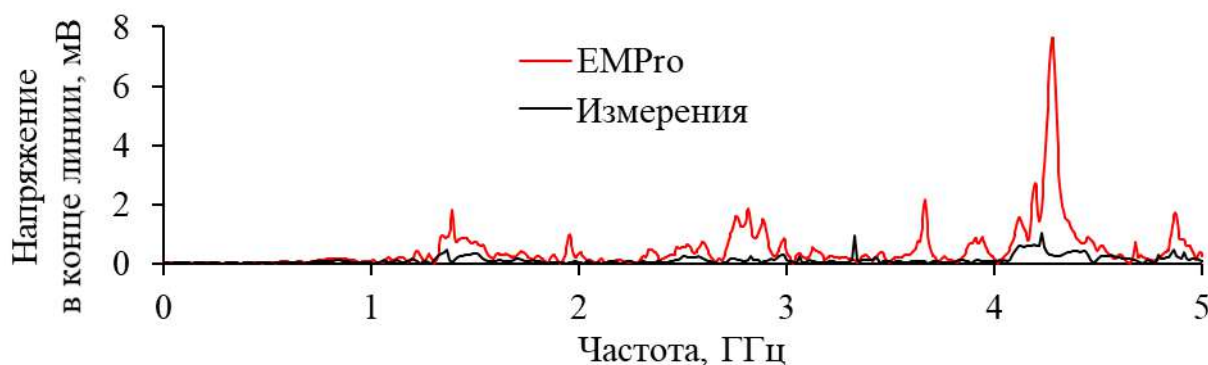


б)

Рис. 16. Частотные зависимости напряжения в конце прототипа 1 с углом поворота прототипа 0° (а) и 90° (б)



а)



б)

Рис. 17. Частотные зависимости напряжения в конце прототипа 2 с углом поворота прототипа 0° (а) и 90° (б)

Заключение

Представлены результаты комплекса экспериментальных исследований прототипов полосковых устройств защиты с модальным разложением. Прототипы разработаны с применением методики и математического аппарата, предложенных ранее. Выполнены измерение и анализ S -параметров прототипов, а на их основе вычислены временные отклики на 4 типовые формы помеховых воздействий, представленных в нормативных документах. Наконец, выполнен анализ эмиссий, излучаемых прототипами, а также их восприимчивости к влиянию поперечной электромагнитной волны.

В результате измерения частотных зависимостей модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$ в диапазоне частот до 1 и 5 ГГц выявлен их сложный многорезонансный характер. Он объясняется многократными отражениями, возникающими из-за сворачивания витка МЛ в меандр. Также из-за него прототипы имеют довольно малую частоту среза. Получено приемлемое согласование зависимостей, полученных разными методами, в диапазоне частот до 1 ГГц.

Оптимизация параметров прототипов выполнена в соответствии с условиями разложения импульсного воздействия идеализированной формы с общей длительностью 900 пс. Поэтому при таком воздействии выявлена качественная и количественная согласованность форм напряжения на выходе прототипов, полученных разными методами, причём она лучше для прототипа 1, что, вероятно, обусловлено меньшей асимметрией поперечного сечения. В результате оценки N -норм на основе измеренной формы напряжения на выходе прототипов выявлено уменьшение N_1 до 4,2 раза (для прототипов 1 и 2), а N_2 – до 4,7 и 6,7 раза для прототипов 1 и 2 соответственно. Существенного уменьшения остальных норм не выявлено. Также выявлено, что усиление асимметрии поперечного сечения приводит к выравниванию амплитуд импульсов мод и дополнительного. Схожие результаты получены при воздействии гауссовым импульсом, однако ослабление намного выше: N_1 для прототипа 1 – в 15,6 раза, для прототипа 2 – 18,5 раза, а N_2 – до 7,3 и 10,7 раза для прототипов 1 и 2 соответственно. Также выявлено довольно существенное уменьшение N_5 до 4,2 раза для прототипов 1 и 2. Для воздействий затухающей синусоиды и синусоиды с гауссовой модуляцией из-за увеличения их длительности (относительно импульсных) явного разложения на составляющие не наблюдается. Как и прежде, выявлено приемлемое согласование форм напряжения на выходе прототипов, полученных разными подходами. Из анализа N_1 для затухающей синусоиды выявлено, что её уменьшение существенно и достигает 5,8 и 5,4 раза для прототипов 1 и 2 соответственно. Схожие результаты получены для N_2 , но она уменьшается еще более существенно: до 8 и 11 раз для прототипов 1 и 2 соответственно. Уменьшение N_3 и N_4 составило 2 и 1,5 раза соответственно (для прототипов 1 и 2), а N_3 – до 3,6 раза. Для синусоиды с гауссовой модуляцией также выявлено приемлемое качественное согласование форм напряжения, полученных разными методами. Примечательно, что результаты измерений прототипа 1 лучше согласуются с результатами квазистатического моделирования. Вероятными причинами являются периодический характер и сравнительно

большая длительность воздействия. Отличие амплитуд по результатам квазистатического моделирования составило от 20 до 40%, а электродинамического – от 40 до 70%. Для прототипа 2, наоборот, результаты измерений лучше согласуются с результатами электродинамического моделирования. Из анализа N -норм выявлено уменьшение N_1 по результатам измерений 3,6 и 2,9 раза для прототипов 1 и 2 соответственно. Схожее уменьшение (4,86 и 4 раза) получено для нормы N_2 . Сравнительно небольшое уменьшение N_1 и N_2 вызвано большой длительностью воздействия, не раскладывающегося на составляющие. Уменьшение N_3 – N_5 существенно.

Для излучаемых эмиссий и восприимчивости выявлено, что результаты моделирования и измерений отличаются довольно существенно по амплитуде резонансов, а на высоких частотах отличаются и частоты этих резонансов. Вероятными причинами различий являются влияние потерь, а также частичное рассогласование изготовленных прототипов с измерительным трактом. Показано, что прохождение по прототипам сигналов на частотах их резонансов может привести к значительным излучаемым эмиссиям. Поворот прототипов относительно центрального проводника ТЕМ-камеры приводит к существенному уменьшению помехоэмиссий. При оценке восприимчивости прототипов наблюдаются схожие результаты. Причём, оба прототипа наиболее восприимчивы к влиянию электромагнитного поля в частотных диапазонах 0,5–0,85, 1,25–1,75, 3,2–3,5 и 4,8–5 ГГц при угле поворота 0° и диапазонах 1,25–1,75, 2,5–3, 4–4,5 ГГц – при 90° .

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента МК-396.2022.4.

Литература

1. ГОСТ Р 51318.11–2006. Совместимость технических средств электромагнитная. Промышленные, научные, медицинские и бытовые (ПНМБ) высокочастотные устройства. Радиопомехи индустриальные. Нормы и методы измерений. – М.: Стандартинформ, 2007. – 39 с.
2. ГОСТ Р 51317.4.1–2000. Совместимость технических средств электромагнитная. Испытания на помехоустойчивость. Виды испытаний. – М.: Стандартинформ, 2007. – 16 с.
3. Mora N., Vega F., Lugrin G., Rachidi F, Rubinstein M. Study and classification of potential IEMI sources // System Design and Assessment Notes. 2014. pp. 1–92.
4. 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.
5. 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.

6. 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.

7. Лошилов 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.

8. Konishi Y., Awai I., Fukuoka Y., Nakajima M. A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1988. P. 1057–1063.

9. Packiaraj D., Vinoy K.J., Ramesh M., Kalghatgi A.T. Analysis of multi-conductor coupled microstrip lines with an aperture in the ground plane for the design of a broadband filter // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2013. Vol. 27. № 7. P. 856–867.

10. Malyutin N.D., Malyutina A., Fedorov A., Loschilov A., Sharabudinov R. Wave properties of the group delay correctors based on coupled strip-lines with different inphase and antiphase wave phase velocities // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2019. P. 367–381.

11. 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. P. 1864–1871.

12. 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.

13. Газизов Т.Р., Долганов Е.С., Заболоцкий А.М. Модальный фильтр как устройство защиты бортовых вычислителей и блоков управления космических аппаратов от электростатического разряда // Известия высших учебных заведений. Физика. 2012. Т. 55, № 3. С. 39–43.

14. Костелецкий В. П. Обзор гибридных фильтров для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных помех // Доклады ТУСУР. 2022. Т. 25. № 1. С. 37–47.

15. Суровцев Р. С. Математический аппарат для анализа помехоподавляющих полосковых устройств с асимметричной структурой // Журнал радиоэлектроники. 2023. № 2. С. 1–29.

16. Карри 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.

17. PathWave Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software> (дата обращения: 03.03.2023).

18. Giri D. High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications. – Cambridge, MA: Harvard University Press, 2004.
19. ГОСТ ИЕС/TR 61000–1–5–2017 Воздействия электромагнитные большой мощности (ЭМБМ) на системы гражданского назначения. – М.: Стандартиформ, 2007. – 41 с.
20. MIL–STD–461F Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. Interface Standard, 2007.
21. ИЕС 61000–2–13 Электромагнитная совместимость. Часть 2-13. Окружающая среда. Электромагнитные среды высокой мощности (НРЕМ). Излучаемые и проводимые, 2005.
22. Demakov A.V., Komnatnov M.E. TEM cell for testing low-profile integrated circuits for EMC. – 21st international conference on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM), 2020. – pp. 154–158.
23. ИЕС 62132–2 Integrated circuits. Measurement of electromagnetic immunity. Part 2: measurement of radiated immunity, TEM Cell and wideband TEM cell method. First Edit., 2010.
24. Myron L.C. Generation of standard EM fields using TEM transmission cells // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 1974. № 4. P. 189–195.
25. 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.
26. PathWave Advanced Design System (ADS) [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software> (дата обращения: 03.03.2023).

References

1. State Standard 51318.11–2006. Electromagnetic compatibility of technical equipment. Industrial, scientific, medical and domestic (ISMD) high-frequency equipment. Radio disturbance. Limits and methods of measurement. Moscow, Standardinform Publ., 2007. 39 p. (in Russian).
2. State Standard 51317.4.1–2000. Electromagnetic compatibility of technical equipment. Immunity tests. General introduction. Moscow, Standardinform Publ., 2007. 16 p. (in Russian).
3. Mora N., Vega F., Lugin G., Rachidi F, Rubinstein M. Study and classification of potential IEMI sources. *System Design and Assessment Note*, 2014, p. 1–92.
4. 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).
5. 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).

6. 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).

7. 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).

8. Konishi Y., Awai I., Fukuoka Y., Nakajima M. A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1988, pp. 1057–1063.

9. Packiaraj D., Vinoy K.J., Ramesh M., Kalghatgi A.T. Analysis of multi-conductor coupled microstrip lines with an aperture in the ground plane for the design of a broadband filter. *Journal of electromagnetic waves and applications*, 2013, vol. 27, no. 7, pp. 856–867.

10. Malyutin N.D., Malyutina A., Fedorov A., Loschilov A., Sharabudinov R. Wave properties of the group delay correctors based on coupled strip-lines with different inphase and antiphase wave phase velocities. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2019, pp. 367–381.

11. 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. 1864–871.

12. 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.

13. Gazizov T.R., Dolganov E.S., Zabolotskiy A.M. Modal'nyy fil'tr kak ustroystvo zashchity bortovykh vychisliteley i blokov upravleniya kosmicheskikh apparatov ot elektrostatischeeskogo razryada [Modal filter as a device for protection of onboard processors and control units of spacecrafts against electrostatic discharge]. *Russian Physics Journal*, 2012, vol. 55, no. 3. pp. 39–43 (in Russian).

14. Kosteletskii V.P. Overview of hybrid filters for protection against conductive interference. *Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics*, 2022, vol. 25, no. 1, pp 37-47.

15. 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).

16. 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).

17. PathWave Advanced Design System (ADS). Available at: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html> (accessed: 20.04.2023).

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

19. IEC 61000–1–5. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 1–5: General – High power electromagnetic (HPEM) effects on civil systems. Moscow, Standartinform Publ., 2004. Available at: <https://gostperevod.com/gost-iec-tr-61000-1-5-2017.html> (accessed 15.04.2023)

20. MIL–STD–461F. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. Interface Standard, 2007. Available at: <https://interferencetechnology.com/wp-content/uploads/2015/04/461G.pdf> (accessed 15.04.2023)

21. IEC 61000–2–13. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 2–13: environment. High-power electromagnetic (HPEM) environments. Radiated and conducted. Moscow, Standartinform Publ., 2013. Available at: <https://standards.globalspec.com/std/574272/IEC%2061000-2-13> (accessed 15.04.2023)

22. Demakov A.V., Komnatnov M.E. TEM cell for testing low-profile integrated circuits for EMC. *21st international conference on micro/nanotechnologies and electron devices EDM*, Novosibirsk, Russia, 2020, pp. 154–158.

23. IEC 62132–2 Integrated circuits. Measurement of electromagnetic immunity. Part 2: measurement of radiated immunity, TEM cell and wideband TEM cell method. Ed: IEC, 2010.

24. Myron L.C. Generation of standard EM fields using TEM transmission cells. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 1974, no. 4, pp. 189–195.

25. Kuksenko S. P. Preliminary results of TUSUR University project for design of spacecraft power distribution network: EMC simulation. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2019, pp. 1–7.

26. PathWave EM Design (EMPro). Available at: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software> (accessed: 20.04.2023).

Статья поступила 21 июня 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 совместимость 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: surovitsevrs@tu.tusur.ru

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

Experimental study of stripline protection devices based on modal decomposition technology

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

Purpose: Rapid development of radio-electronic equipment (REE) has resulted in more compact and functional devices. However, this process also made them more susceptible to electromagnetic interference (EMI). One of the most dangerous types of EMI is powerful ultra-wideband (UWB) pulse interference. Noteworthy is the approach to protection against UWB interferences, based on decomposing the excitation pulse in stripline structures. A previously proposed methodology allows protective meander lines with asymmetric cross-sections to be synthesized using an original mathematical apparatus and a suite of numerical methods that are employed for modeling and optimization. This work presents the results of experimental investigations into the characteristics of protection devices developed using this methodology. **The aim of this work** is to experimentally investigate stripline protection devices that are based on modal decomposition technology. To achieve this, it is necessary to develop and fabricate prototypes of the protection devices, obtain their frequency and time-domain characteristics, and compare the results with preliminary numerical simulations and measurements. **Methods:** The computational experiment involved the use of numerical simulation with quasi-static and electrodynamic approaches to compare simulation results and measurements. A vector network analyzer (VNA) was utilized for measuring the frequency characteristics (S -parameters), and based on these measurements, the time-domain responses to typical interference excitations were computed. N -norms were calculated to assess the response characteristics in the time domain. To evaluate the radiated emissions and susceptibility of the prototypes, the frequency-dependent S -parameters were measured using a four-port VNA and a TEM cell, followed by their conversion to electric field strength and voltage at the ends of the prototypes. **Novelty:** For the first time, the time-domain and frequency characteristics of passive stripline protection devices with asymmetric cross-sections, developed using the previously proposed methodology and original mathematical apparatus, have been experimentally obtained. **Results:** Two prototypes of protective devices have been developed and manufactured. The measurements in the frequency domain revealed a complex multi-resonant nature of the frequency dependence of the transmission coefficient $|S_{21}|$ due to reflections, resulting in relatively low bandpass frequencies of the prototypes. A comparative analysis of the voltage waveforms at the output of the prototypes demonstrated good agreement between the simulation and measurement results. Additionally, by calculating the N -norms based on the measured voltage waveforms, a significant attenuation of interference characteristics at the output of the prototypes was observed. This suggests that the manufactured devices exhibit higher interference reduction properties compared to the results of preliminary simulation. The analysis of radiated emissions showed that resonance frequencies can lead to the formation of electromagnetic field of significant intensity. The amplitude of this field may not comply with the requirements of regulatory documents, which should be taken into account when placing sensitive circuits near protective devices. Furthermore, susceptibility analysis of the prototypes revealed that the signals of relatively high amplitudes can be induced at resonance frequencies.

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

Information about Authors

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

Zarina Muratbekovna Kenzhegulova – Doctoral Student at the Department of Television and Control, Research Assistant at the Research Laboratory "Safety and Electromagnetic Compatibility of Radioelectronic Facilities". Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. Research interests: electromagnetic compatibility and design of devices protecting against conducted interference. 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 at 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 conducted interference. E-mail: surovtssevr@gmail.com

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