

---



---

**НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ  
СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ**


---



---

УДК 621.372.2

**ИЗМЕРЕНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА ПЕЧАТНЫХ МОДАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ**

© 2018 г. А. Т. Газизов\*, А. М. Заболоцкий\*\*, Т. Р. Газизов\*\*\*

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,  
Российская Федерация, 634050, Томск, просп. Ленина, 40**E-mail: \*alexandr.bbm@gmail.com, \*\*zabolotsky\_am@mail.ru, \*\*\*talgat@tu.tusur.ru*

Поступила в редакцию 02.04.2016 г.

Описан принцип модальной фильтрации и выделен асимметричный модальный фильтр с лицевой связью. Разработаны и изготовлены его макеты с различными параметрами. Выполнены натурный эксперимент и компьютерное моделирование для временного отклика на импульс длительностью около 1 нс. Показана согласованность результатов эксперимента и моделирования. Для модального фильтра с оптимальными параметрами для тракта 50 Ом продемонстрировано ослабление входного импульса в 5 раз.

DOI: 10.7868/S0033849418030117

**ВВЕДЕНИЕ**

В настоящее время важной задачей является обеспечение защиты критичной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) от преднамеренных электромагнитных воздействий [1–3]. Особое внимание уделяют мощным электромагнитным импульсам наносекундного и субнаносекундного диапазонов, поскольку они способны проникать в различную РЭА, лишь незначительно ослабляясь традиционными устройствами защиты [4–7]. Перспективными устройствами защиты являются модальные фильтры (МФ) – пассивные структуры, способные ослаблять сверхкороткий импульс (СКИ) путем его разложения на импульсы меньшей амплитуды за счет различия погонных задержек распространения мод сигнала в связанной линии с неоднородным диэлектрическим заполнением [8]. Существенными достоинствами МФ являются небольшая масса, высокая надежность и радиационная стойкость. Исследованы и изготовлены кабельные МФ для сети электропитания [9, 10], а также печатные МФ для сети Fast Ethernet [11]. В работах [12–15] представлены результаты численного моделирования временного отклика, на входной импульс в форме трапеции, новой структуры печатного МФ – асимметричного МФ с лицевой связью, отличающегося простым конструктивным исполнением, высоким коэффициентом ослабления и большой разностью погонных задержек мод.

Цель работы – провести экспериментальное исследование распространения СКИ в асимметричном МФ с лицевой связью при различных

параметрах поперечного сечения, а также сравнить результаты эксперимента и моделирования с точной имитацией формы реального воздействия.

**1. МОДАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР  
С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ**

Основная идея модальной фильтрации заключается в использовании модальных искажений (изменения сигнала за счет разности задержек мод его поперечных волн в многопроводной линии передачи) для защиты. При распространении импульса, возбуждаемого в активном проводнике отрезка линии с неоднородным диэлектрическим заполнением, состоящей из  $N_{\text{cond}}$  проводников (не считая опорного), он может подвергаться модальным искажениям, вплоть до разложения на  $N_{\text{cond}}$  импульсов меньшей амплитуды, из-за различия погонных задержек мод в линии [16]. Для полного разложения импульса необходимо выполнение условия

$$t_{\Sigma} < l \min|\tau_{i+1} - \tau_i|, \quad i = 1, \dots, N_{\text{cond}} - 1, \quad (1)$$

где  $t_{\Sigma}$  – общая длительность импульса по уровню 0,  $l$  – длина отрезка;  $\tau_i$  – погонная задержка  $i$ -й моды отрезка. В частном случае  $N_{\text{cond}} = 2$  условие (1) сводится к виду

$$t_{\Sigma} < l|\tau_e - \tau_o|, \quad (2)$$

где  $\tau_e, \tau_o$  – погонные задержки четной и нечетной мод в отрезке связанных линий.

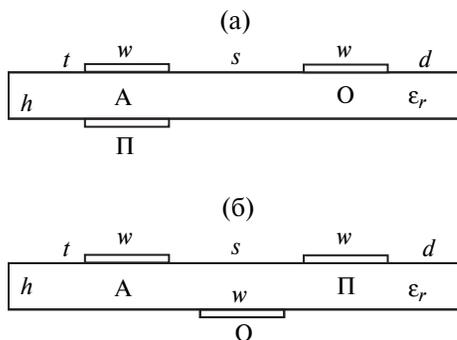


Рис. 1. Поперечное сечение МΦ с лицевой (а) и торцевой (б) связями.



Рис. 2. Схема включения МΦ.

Таким образом, если в начало отрезка пары связанных проводников между каким-либо из них и опорным проводником подать импульс длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к концу отрезка (между теми же проводниками) могут прийти два импульса. При этом амплитуда импульсов в конце отрезка будет в два раза меньше амплитуды импульса в начале отрезка. Установлено, что увеличение электромагнитной связи между проводниками связанной линии приводит к уменьшению амплитуд импульсов разложения. Например (см. [17]), печатный МΦ с лицевой (сильной) связью (рис. 1а) может иметь в 3.5 раза больший коэффициент ослабления и в 10 раз большую максимальную длительность разлагаемого импульса по сравнению со структурой с торцевой (слабой) связью (рис. 1б). При этом по частотной характеристике МΦ представляет собой фильтр нижних частот, и полоса пропускания для полезного сигнала может быть задана параметрами МΦ.

Рассмотрим поперечное сечение МΦ с лицевой связью (см. рис. 1а): на подложке толщиной  $h$  и диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r$ , специальным образом расположены три параллельных проводника – активный (А), опорный (О) и пассивный (Π). Входной сигнал подается между активным и опорным проводниками. Наличие пассивного проводника, имеющего сильную связь с активным проводником, приводит к разложению входного сигнала на сигналы четной и нечетной мод на выходе. Ширина проводников –  $w$ , толщина –  $t$ , расстояние между проводниками –  $s$ , расстояние от края структуры до проводника –  $d$ .

Схема включения МΦ представлена на рис. 2:  $e$  – источник ЭДС;  $R_1, R_3$  – сопротивления источника и нагрузки;  $R_2, R_4$  – сопротивления МΦ;

$U$  – узел выходного напряжения МΦ. На схеме обозначены ближние и дальние концы активного (А) и пассивного (Π) проводников (опорный проводник обозначен символом схемной земли).

## 2. РАЗРАБОТКА И ИЗГОТОВЛЕНИЕ МАКЕТОВ

Диапазон геометрических параметров для макетов МΦ выбран исходя из требований миниатюризации, экономической целесообразности и максимального пропускаемого тока. Из соображений дешевизны и общедоступности использован двусторонний фольгированный стеклотекстолит с параметрами  $h = 0.18$  мм,  $t = 65$  мкм. С помощью генетических алгоритмов посредством компьютерного моделирования в системе TALGAT [18] найдены оптимальные значения (по критерию максимальной разности погонных задержек мод) параметров  $s = 3$  мм и  $w = d = 4$  мм для МΦ, включенного в тракт с волновым сопротивлением 50 Ом. Значения сопротивлений МΦ  $R_2 = R_4 = 50$  Ом выбраны для миниатюризации отражений. Для грубой оценки чувствительности временного отклика к отклонению от оптимальных параметров проводников изготовлены дополнительные макеты. Длина каждого макета равна 0.2 м. К входам и выходам каждого из макетов для стыковки с измерительными устройствами припаяны SMA разъемы. Для удобства каждому макету присвоен порядковый номер:

- 1 – макет МΦ с  $w = 3$  мм,  $s = 4$  мм;
- 2 – макет МΦ с  $w = 3$  мм,  $s = 1$  мм;
- 3 – макет МΦ с  $w = 2$  мм,  $s = 1$  мм.

Фотография и фотошаблоны изготовленных макетов приведены на рис. 3 и 4 соответственно.

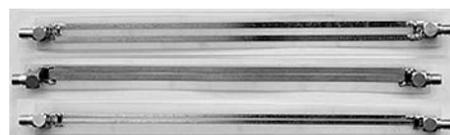


Рис. 3. Фотография изготовленных макетов МΦ.

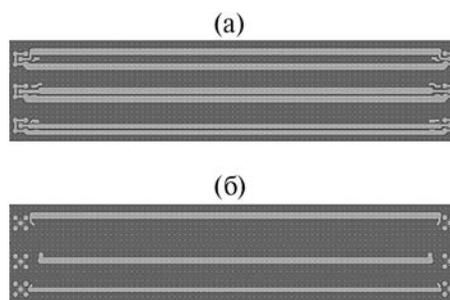


Рис. 4. Фотошаблоны стороны А (а) и Б (б) платы с МΦ.

### 3. МЕТОДЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ

#### А. Метод моделирования

Для моделирования временного отклика использован квазистатический анализ, основанный на быстрых и точных математических моделях, внедренных в систему TALGAT. В ней можно анализировать регулярные линии передачи с произвольным поперечным сечением. Отрезок линии передачи с  $N_{\text{cond}}$  сигнальными проводниками и одним опорным описывается на основе заданного поперечного сечения следующими матрицами погонных параметров: электростатической индукции  $\mathbf{C}$ , индуктивности  $\mathbf{L}$ , сопротивления  $\mathbf{R}$ , проводимости  $\mathbf{G}$  [19]. Матрицы  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{C}$  и  $\mathbf{G}$  вычисляют методом моментов [20]. Потери в проводниках и диэлектриках определяются соответственно матрицами  $\mathbf{R}$  и  $\mathbf{G}$  с учетом их частотной зависимости. Элементы матрицы  $\mathbf{R}$  вычисляются с учетом скин-эффекта. При моделировании полагали, что на всех частотах у подложки значения параметров:  $\epsilon_r = 4.5$  и  $\text{tg} \delta = 0.025$ , т.е. такие, как на частоте 1 ГГц. Для этих значений вычисляли матрицу  $\mathbf{G}$  и пересчитывали для других частот.

Далее задавали периодическое воздействие во временной области и выполняли его быстрое преобразование Фурье. Для каждой частоты методом модифицированной узловой матрицы [21] определяли напряжение в заданном узле. Напряжение во временной области получали при помощи обратного преобразования Фурье.

#### Б. Вычисление матрицы коэффициентов электростатической индукции

В работе [22] описана математическая модель для вычисления матрицы коэффициентов электростатической индукции для двумерной конфигурации проводников и диэлектриков

с линейными границами, ориентированными ортогонально осям  $x$  и  $y$  декартовых координат для общего случая с произвольным опорным проводником (конечным или в виде плоскости). Эта модель отличается простотой аналитических выражений для элементов матрицы системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), к решению которой сводится вычисление. Применим указанную модель для конечного опорного проводника, характерного для рассматриваемого МФ. Поясняющий пример конфигурации изображен на рис. 5: поперечное сечение регулярной линии передачи (два проводника на диэлектрической подложке) и принцип его сегментации.

В первую очередь проводят сегментацию (делят на отрезки, называемые далее подынтервалами) границы проводник–диэлектрик, полученным подынтервалам присваивают номера с 1 по  $N_c$ . Сначала сегментируют и последовательно нумеруют подынтервалы, ортогональные  $y$  (номер последнего  $N_{cy}$ ), затем – ортогональные  $x$  (номер последнего –  $N_c$ ), после этого сегментируют границы диэлектрик–диэлектрик, полученным подынтервалам присваивают номера с  $N_c + 1$  по  $N$ . При этом сначала сегментируют и последовательно нумеруют подынтервалы, ортогональные  $y$  (номер последнего –  $N_{dy}$ ), затем – ортогональные  $x$  (номер последнего –  $N$ ).

Каждый подынтервал описывают следующими параметрами:  $x_n$  – координата  $x$  центра  $n$ -го подынтервала;  $y_n$  – координата  $y$  центра  $n$ -го подынтервала;  $d_n$  – длина  $n$ -го подынтервала;  $\epsilon_n$  – диэлектрическая проницаемость около  $n$ -го подынтервала проводник–диэлектрик;  $\epsilon_n^+$  и  $\epsilon_n^-$  – диэлектрические проницаемости соответственно на положительной (к которой указывает  $\mathbf{n}_n$ ) и отрицательной (от которой указывает  $\mathbf{n}_n$ ) сторонах

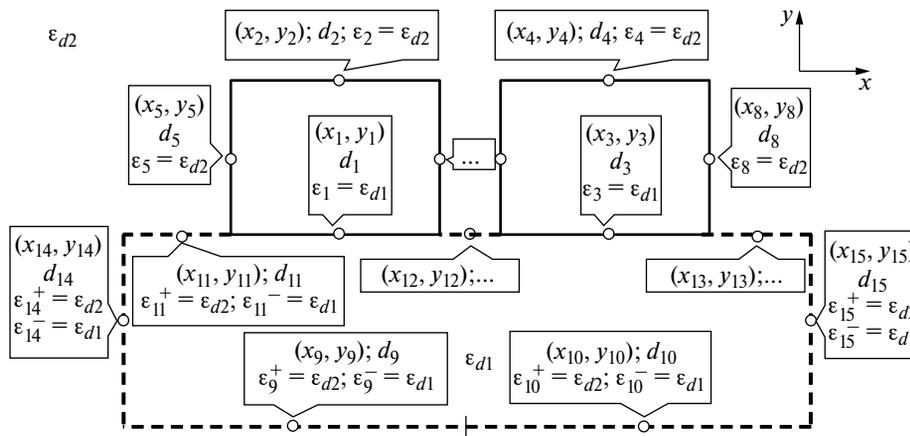


Рис. 5. Двумерная конфигурация с границами проводник–диэлектрик (сплошная линия), диэлектрик–диэлектрик (штриховая).

$n$ -го подынтервала диэлектрик–диэлектрик, где  $\mathbf{n}_n$  – единичный вектор, проведенный нормально от центра  $n$ -го подынтервала. Из них вычисляют элементы матрицы СЛАУ по формулам, приведенным ниже.

Для строк с номерами  $m = 1, \dots, N_c$

$$S_{mn} = -\frac{I_{mn}}{2\pi\epsilon_0}, \begin{cases} m = 1, \dots, N_c \\ n = 1, \dots, N, \end{cases} \quad (3)$$

где  $\epsilon_0$  – электрическая постоянная,

$$I_{mn} = a_1 \ln(a_1^2 + c_1^2) - 2a_1 + 2c_1 \arctg\left(\frac{a_1}{c_1}\right) - a_2 \ln(a_2^2 + c_1^2) + 2a_2 - 2c_1 \arctg\left(\frac{a_2}{c_1}\right).$$

Здесь для  $n = 1, \dots, N_{cy}, (N_c + 1), \dots, N_{dy}$

$$a_1 = \frac{d_n}{2} - (x_m - x_n); \quad (4)$$

$$a_2 = \frac{-d_n}{2} - (x_m - x_n); \quad c_1 = y_m - y_n.$$

Для  $n = (N_{cy} + 1), \dots, N_c, (N_{dy} + 1), \dots, N$

$$a_1 = \frac{d_n}{2} - (y_m - y_n); \quad (5)$$

$$a_2 = \frac{-d_n}{2} - (y_m - y_n); \quad c_1 = x_m - x_n.$$

Для строк с номерами  $m = (N_c + 1), \dots, N$

$$S_{mn} = \frac{I_{mn}}{2\pi\epsilon_0}, \begin{cases} m = (N_c + 1), \dots, N, m \neq n; \\ n = 1, \dots, N \end{cases}$$

$$S_{mm} = \frac{I_{mm}}{2\pi\epsilon_0} + \frac{1}{2\epsilon_0} \frac{\epsilon_m^+ + \epsilon_m^-}{\epsilon_m^+ - \epsilon_m^-}, \quad m = (N_c + 1), \dots, N,$$

где для строк с номерами  $m = (N_c + 1), \dots, N_{dy}$  для  $n = 1, \dots, N_{cy}, (N_c + 1), \dots, N_{dy}$

$$I_{mn} = \arctg\left(\frac{a_1}{c_1}\right) - \arctg\left(\frac{a_2}{c_1}\right) \quad (6)$$

и переменные совпадают с (4), а для  $n = (N_{cy} + 1), \dots, N_c, (N_{dy} + 1), \dots, N$

$$I_{mn} = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{a_2^2 + c_1^2}{a_1^2 + c_1^2}\right), \quad (7)$$

где переменные совпадают с (5). Для строк с номерами  $m = (N_{dy} + 1), \dots, N$  для  $n = 1, \dots, N_{cy}, (N_c + 1), \dots, N_{dy}$   $I_{mn}$  вычисляют по (7) с переменными (4). Для  $n = (N_{cy} + 1), \dots, N_c, (N_{dy} + 1), \dots, N$   $I_{mn}$  вычисляется по (6), где переменные совпадают с (5).

В рассматриваемом случае (бесконечная земля отсутствует и  $(N_{cond} + 1)$ -й проводник заземлен), следуя [23], добавляют  $(N + 1)$ -ю строку и столбец с элементами

$$S_{n, N+1} = \frac{d_n}{2S_{nn}},$$

$$S_{N+1, n} = d_n \epsilon_n, \quad n = 1, \dots, N_c.$$

После этого формируют СЛАУ

$$\sum_{n=1}^N S_{mn} \sigma_n = \begin{cases} V_i, & m = 1, \dots, N_c, \\ 0, & m = (N_c + 1), \dots, N. \end{cases}$$

Индекс  $i$  обозначает, что каждый элемент дискретизации, принадлежащий  $i$ -му проводнику, находится под потенциалом, необходимым для определения матрицы коэффициентов электростатической индукции. Собранные воедино элементы  $S_{mn}$  дают квадратную матрицу  $\mathbf{S}$ , связывающую плотности заряда элементов дискретизации на проводниках и диэлектрических границах, составляющих вектор  $\boldsymbol{\sigma}$ , с потенциалами этих элементов, составляющих вектор  $\mathbf{V}$ . Таким образом, задача оказывается компактно представленной в виде СЛАУ  $\mathbf{S}\boldsymbol{\sigma} = \mathbf{V}$ , которую решают  $N_{cond}$  раз, причем в  $i$ -м решении потенциал проводника  $V_i$  ( $i = 1, \dots, N_{cond}$ ) равен 1 В, а всех остальных – 0 В. Наконец, из определения элемента емкостной матрицы

$$C_{ij} = \sum_{n=NF_i}^{NL_i} \frac{\epsilon_n}{\epsilon_0} \sigma_n^{(j)} d_n, \quad i, j = 1, \dots, N_{cond}.$$

Здесь  $NF_i$  и  $NL_i$  – номера первого и последнего подынтервалов  $i$ -го проводника;  $i$  – индекс для проводника, на котором суммируют заряды  $\sigma_n^{(j)}$ ;  $j$  – индекс для  $\sigma_n$ , вычисленных при потенциале  $j$ -го проводника 1 В, а остальных – 0 В.

### В. Метод измерения

Измерения временного отклика проведены при помощи вычислительного комбинированного осциллографа С9-11, представляющего собой сочетание сверхширокополосного стробоскопического осциллографа, генератора измерительных сигналов нано- и пикосекундной длительности, внутренней микро-ЭВМ. В качестве входного воздействия подавали импульс (рис. 6а), амплитуда которого 600 мВ (на нагрузке 50 Ом) длительность 820 пс (по уровню 0.1). Для моделирования этот сигнал оцифрован и задан в качестве входного воздействия в системе TALGAT (рис. 6б).

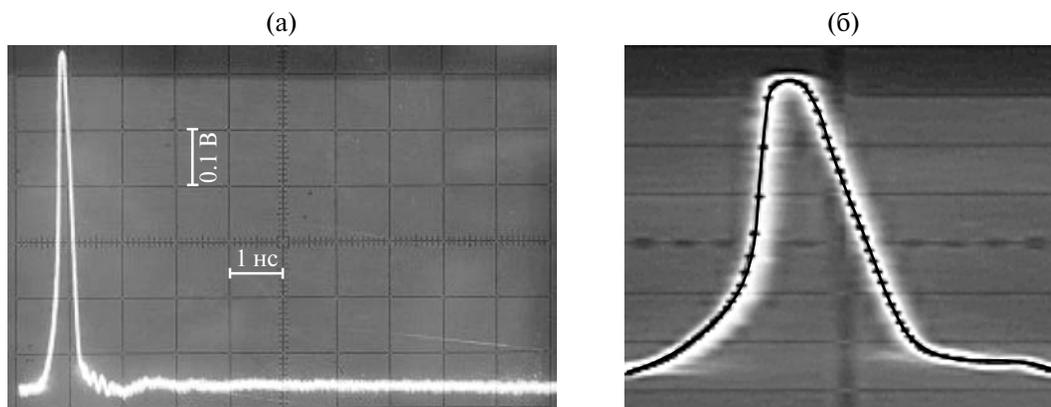


Рис. 6. Входное воздействие (а), его увеличенное по горизонтали изображение и оцифрованная форма с маркерами через 10 пс (б).

#### 4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ

На рис. 7 представлены временные отклики макетов, полученные при моделировании и в эксперименте. Количественные характеристики приведены в таблице.

#### 5. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Рассмотрим результаты для каждого макета. Макет 1 является МФ с оптимальными параметрами и обеспечивает ослабление входного импульса примерно в пять раз. Из рис. 7а видно, что сигнал на выходе представляет собой последовательность импульсов. Первый из них – импульс четной моды, второй – нечетной, а последующие – их отражения (от конца и начала линии), приходящие через 3, 5, ... задержек в линии. Таким образом, подтверждается эффект модального разложения, позволяющий уменьшить амплитуду выходного сигнала. Макет 2 имеет меньшее расстояние между активным и опорным проводниками в сравнении с макетом 1, а макет 3 имеет по сравнению с макетом 2 меньшую ширину проводников. Как видно, модальное разложение импульсов остается, но ослабление ухудшается примерно в 1.5 раза. Это можно объяснить уменьшением связи между

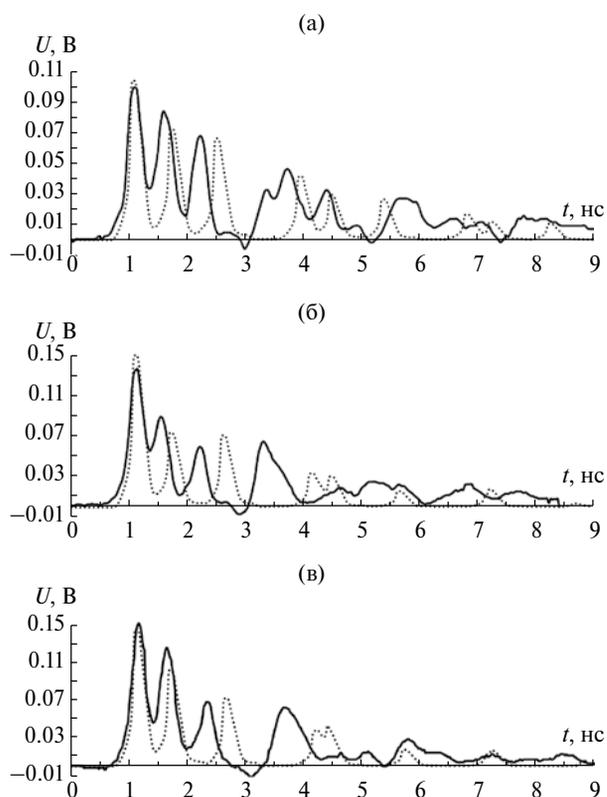


Рис. 7. Результаты измерения (сплошные кривые) и моделирования (пунктирные кривые) временного отклика на выходе макетов 1 (а), 2 (б) и 3 (в).

Количественное сравнение результатов моделирования (М) и эксперимента (Э),  $D = |(X_M - X_Э) / (X_M + X_Э)| \times 100\%$

Номер макета	Пиковое значение импульса, мВ						Разность задержек по пиковым значениям, нс		
	первого			второго			М	Э	Δ, %
	М	Э	Δ, %	М	Э	Δ, %			
1	100	113	6.1	65	90	16.1	0.72	0.6	9.1
2	143	145	0.7	72	95	13.8	0.67	0.6	5.5
3	145	153	2.7	97	120	10.6	0.69	0.6	7.0

активным и пассивным проводниками, приводящим к увеличению амплитуд на выходе.

Согласно полученным результатам (см. рис. 7 и таблицу) для всех макетов можно отметить следующее. При моделировании временного отклика амплитуда импульсов на выходе МФ меньше, а разность задержек мод сигнала больше, чем при измерении. На полученных временных откликах (см. рис. 7) несовпадение разности погонных задержек отражается в запаздывании моделируемого временного отклика относительно экспериментального. Одной из причин этого может быть несоответствие используемого при моделировании значения  $\epsilon_r$  подложки реальному. Если значение  $\epsilon_r$  реальной подложки меньше, то это объясняет меньшую разность задержек импульсов в эксперименте. Это, в свою очередь, ведет к наложению заднего фронта первого импульса и переднего фронта второго импульса, в результате чего увеличивается амплитуда последнего. Поэтому получается большее отклонение по напряжению между экспериментом и моделированием для второго импульса, чем для первого (как видно из таблицы). Различие результатов моделирования и эксперимента связано и с тем, что реальные размеры МФ несколько отличаются от используемых при моделировании. Кроме того, неизбежно влияние (неучтенное при моделировании) неоднородностей, вносимых SMA-соединителями и их посадочными местами на входе и выходе МФ, а также паразитных параметров резисторов, их переходных отверстий и посадочных мест. Наконец, необходимо учесть, что предел допускаемой погрешности измерений по времени для осциллографа С9-11 составляет 7.5%. Таким образом, можно считать результаты измерения и моделирования согласующимися, а причины различий выявленными.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Впервые выполнено экспериментальное исследование временного отклика асимметричного МФ с лицевой связью на импульс длительностью около 1 нс с его последующим моделированием при точной имитации формы реального импульса. Последнее дало существенный вклад в согласованность результатов эксперимента и моделирования. Однако сравнение выявило и необходимость более точного учета параметров реального диэлектрика при моделировании. При максимальной связи и оптимальных параметрах модального фильтра для тракта 50 Ом получено ослабление в пять раз. Между тем можно полагать, что более точный учет потерь в проводниках и диэлектрике и их использование для выравнивания амплитуд импульсов

четной и нечетной мод позволят существенно увеличить ослабление.

Моделирование проведено при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (проект № 8.9562.2017/8.9), эксперимент выполнен при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 14-19-01232).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям / ГОСТ Р 52863–2007. М.: Стандартинформ, 2007.
2. *Mora N., Vega F., Lugin G. et al.* // System and Design Assessment Notes. 2014. Note 41.
3. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Организация и содержание работ по защите от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий // ГОСТ Р 56103–2014. М.: Стандартинформ, 2014.
4. *Гизатуллин Р.М., Гизатуллин З.М.* Помехоустойчивость и информационная безопасность вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2014.
5. *Gazizov T.R., Zabolotsky A.M., Melkozherov A.O. et al.* // Book of abstracts EUROEM 2012. Toulouse. 2–6 Jul. Toulouse: ONERA, 2012. P. 106.
6. *Сахаров К.Ю., Соколов А.А., Мухеев О.В. и др.* // Технологии ЭМС. 2006. № 3 (18). С. 36.
7. *Weber T., Krzikalla R., Haseborg L.* // IEEE Trans. 2004. V. EC-46. № 3. P. 297.
8. *Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р.* Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата. Томск: ТУСУР, 2013.
9. *Gazizov T.R., Zabolotsky A.M.* // IEEE Trans. 2012. V. 54. № 1. P. 229.
10. *Gazizov T.R., Zabolotsky A.M., Samotin I.E.* // Proc. Int. Siberian conf. on control and communications (SIBCON-2009). Tomsk. March 27–28 Mar. P. 264.
11. *Gazizov T.R., Samotin I.E., Zabolotsky A.M., Melkozherov A.O.* // Proc. 30th Int. Conf. on Lightning Protection (ICLP). Cagliari. 13–17 Sept. 2010. N.Y.: IEEE, 2010. P. 7845763.
12. *Zabolotsky A.M., Gazizov A.T.* // Int. J. Circuits, Syst. Signal Processing. 2015. V. 9. P. 68.
13. *Gazizov A.T., Zabolotsky A.M.* // Proc. 2015 Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). Omsk. 21–23 May. N.Y.: IEEE, 2015. P. 7147024.

14. *Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., Gazizova O.A.* // Proc. 16th Int. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2015). Erlagol. 29 Jun.-02 Jul. N.Y.: IEEE, 2010. P. 120.
15. *Gazizov A.T.* // Proc. ASIAEM Conf. 2015. Jeju Island. 2–7 Aug. Incheon: Inha Univ. 2015. P. 232.
16. *Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М.* // Технологии ЭМС. 2006. № 4. С. 40.
17. *Газизов А.Т.* // Сб. науч. тр. Современные проблемы радиоэлектроники. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015. С. 317. [http://efir.sfu-kras.ru/wp-content/uploads/download/Сборник\\_СПР-2015.pdf](http://efir.sfu-kras.ru/wp-content/uploads/download/Сборник_СПР-2015.pdf)
18. *Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Р.* // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. 2015. № 2. С. 45.
19. *Djordjevich A.R., Sarkar T.K., Harrington R.F.* // Proc. IEEE. 1987. V. 75. № 6. P. 743.
20. *Gazizov T.R.* // Rec. 2001 IEEE Int. Symp. Electromagnetic Compability. Montreal. 13–17 Aug. N.Y.: IEEE, 2001. V. 1. P. 151.
21. *Griffith J.R., Nakhla M.S.* // IEEE Trans. 1990. V. MTT-38. № 2. P. 1480.
22. *Газизов Т.Р.* // Изв. вузов. Физика. 2004. Т. 47. № 3. С. 88.
23. *Scheinfein M.R., Palusinski O.A.* // Trans. Soc. Computer Simulation Int. 1987. V. 4. № 3. P. 187.