

УДК 621.372.2

*А.Т. ГАЗИЗОВ, А.М. ЗАБОЛОЦКИЙ, Т.Р. ГАЗИЗОВ***РАЗЛОЖЕНИЕ СВЕРХКОРОТКОГО ИМПУЛЬСА
В СТРУКТУРАХ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ***

Отмечена актуальность защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов. Кратко описан принцип модальной фильтрации, основанный на использовании физического явления разложения сигнала в связанных линиях передачи. 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.

Ключевые слова: сверхкороткий импульс, преднамеренные электромагнитные воздействия, защита от помех, связанные линии, модальный фильтр.

Введение

В настоящее время важной задачей является обеспечение защиты критичной радиоэлектронной аппаратуры от преднамеренных электромагнитных воздействий [1–3]. Особое внимание уделяют мощным электромагнитным импульсам наносекундного и субнаносекундного диапазонов, поскольку они способны проникать в различную радиоэлектронную аппаратуру, лишь незначительно ослабляясь традиционными устройствами защиты [4–7]. Перспективными устройствами защиты являются модальные фильтры (МФ) – пассивные структуры, способные ослаблять сверхкороткий импульс 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], печатные МФ для сети Fast Ethernet [11] и для защиты от электростатического разряда [12]. В работах [13–16] 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 сверхкороткого импульса в асимметричном МФ с лицевой связью при различных параметрах поперечного сечения, а также сравнить результаты эксперимента и моделирования с точной имитацией формы реального воздействия.

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 проводников (не считая опорного), он может подвергаться модальным искажениям, вплоть до разложения на N импульсов меньшей амплитуды, из-за различия погонных задержек мод в линии [17]. Для полного разложения импульса необходимо выполнение условия

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

где t_{Σ} – общая длительность импульса по уровню 0; l – длина отрезка; τ_i – погонная задержка i -й моды отрезка. В частном случае $N = 2$ условие (1) сводится к виду

* Моделирование проведено за счет проекта № 8.9562.2017/Б4 Минобрнауки России. Эксперимент выполнен за счет гранта РНФ № 14-19-01232 в ТУСУРе.

$$t_{\Sigma} < l \cdot |\tau_e - \tau_o|, \tag{2}$$

где τ_e, τ_o – погонные задержки чётной и нечётной мод в отрезке связанных линий.

Таким образом, если в начало отрезка пары связанных проводников между каким-либо из них и общим проводником подается импульс длительностью меньшей, чем разность задержек мод этого отрезка, то к концу отрезка (между теми же проводниками) могут прийти два импульса, причем с амплитудой, в 2 раза меньшей, чем амплитуда импульса в начале отрезка. Установлено, что увеличение электромагнитной связи между проводниками связанной линии приводит к уменьшению амплитуд импульсов разложения. Например, показано [18], что печатный МФ с лицевой (сильной) связью (рис. 1, а) 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. 1, б). Что касается искажений полезного сигнала, то важно отметить, что МФ представляет собой фильтр нижних частот. Поэтому, например, полезный сигнал со спектром в полосе пропускания МФ не будет испытывать амплитудных искажений.

Рассмотрим поперечное сечение (неизменное по длине) МФ с лицевой связью (рис. 1, а): на подложке толщиной h и диэлектрической проницаемостью ϵ_r специальным образом расположены три параллельных проводника – активный (А), опорный (О) и пассивный (П). Ширина проводников – w , толщина – t , расстояние между проводниками – s , расстояние от края структуры до проводника – d .

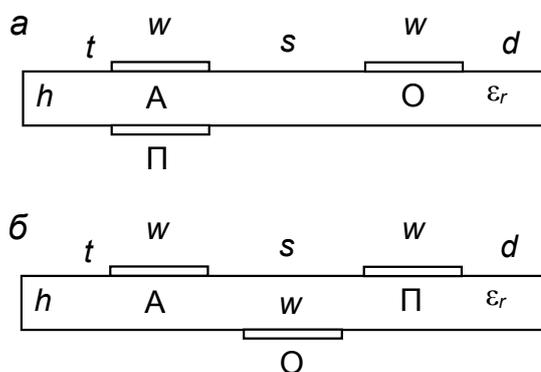


Рис. 1. Поперечное сечение МФ с лицевой (а) и торцевой (б) связями

Схема включения МФ представлена на рис. 2: e – источник ЭДС; R_1, R_3 – сопротивления источника и нагрузки; R_2, R_4 – сопротивления МФ; U_1-U_3 – узлы. На схеме также обозначены ближние и дальние концы активного (А) и пассивного (П) проводников.

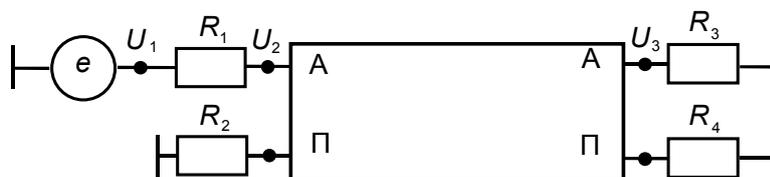


Рис. 2. Схема включения МФ

Разработка и изготовление макетов

Диапазон геометрических параметров для макетов МФ 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 [19] найдены оптимальные значения (по критерию максимальной разности погонных задержек мод) параметров $s = 3$ мм и $w = d = 4$ мм для МФ, включенного в тракт с волновым сопротивлением 50 Ом. Значения сопротивлений МФ $R_2 = R_4 = 50$ Ом выбраны для минимизации отражений. Для грубой оценки чувствительности временного отклика к отклонению от оптимальных параметров проводников изготовлены дополнительные макеты. Длина каждого макета 0.2 м. К входам и выходам каждого из макетов для сты-

ковки с измерительными устройствами припаяны SMA-разъемы. Для удобства каждому макету присвоен порядковый номер:

1. Макет МФ с $w = 3$ мм, $s = 4$ мм.
2. Макет МФ с $w = 3$ мм, $s = 1$ мм.
3. Макет МФ с $w = 2$ мм, $s = 1$ мм.

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

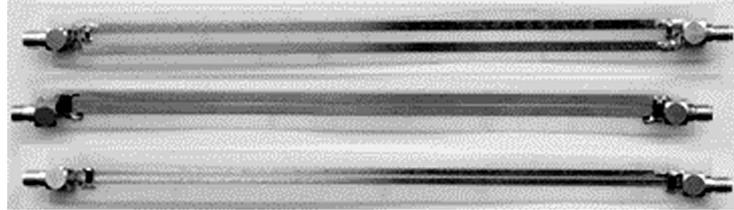


Рис. 3. Фотография изготовленных макетов МФ

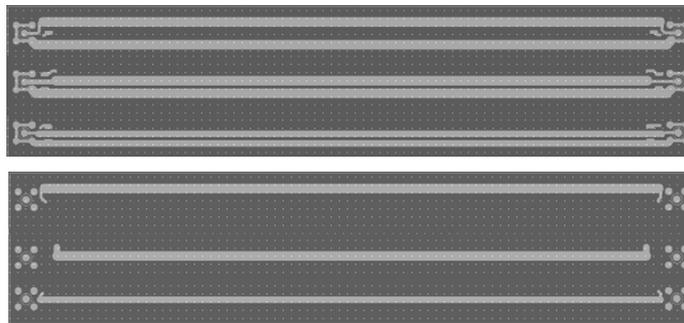


Рис. 4. Фотошаблоны двух сторон платы с МФ

Методы моделирования и измерения

Для моделирования временного отклика использован квазистатический анализ, основанный на быстрых и точных математических моделях, внедренных в систему TALGAT [20]. При этом анализе делается упрощающее предположение, что в линиях отсутствуют высшие типы волн и может распространяться только *TEM*-волна, что позволяет свести уравнения Максвелла к телеграфным уравнениям, решение которых гораздо проще, но весьма точно для большинства практических применений [21]. В системе TALGAT можно анализировать регулярные линии передачи с произвольным поперечным сечением. Отрезок линии передачи, с N сигнальными проводниками и одним опорным, на основе заданного поперечного сечения описывается следующими матрицами погонных параметров: электромагнитной индукции (**L**), электростатической индукции (**C**), сопротивления (**R**), проводимости (**G**). Матрицы **L** и **C** вычисляются методом моментов. Вычисление матрицы **C** для рассматриваемого случая (двумерной конфигурации с ортогональными границами) подробно описано в [22]. Матрица **L** равна произведению магнитной и диэлектрической проницаемостей свободного пространства, умноженному на обращенную матрицу **C**, которая вычислена для случая, когда та же геометрия проводников помещена в свободное пространство [21]. Потери в проводниках и диэлектриках определяются соответственно матрицами **R** и **G** с учетом их частотной зависимости. Элементы матрицы **R** вычисляются с учетом скин-эффекта. Все проводники имеют одинаковое поперечное сечение, поэтому диагональные (r) и недиагональные (r_m) элементы матрицы **R** связаны выражением $r = 2r_m$, где $r_m = 1/(w\sigma t) + r_s/w$, где σ – удельная проводимость меди, w – ширина проводника, $r_s = (\pi f \mu_0 / \sigma)^{1/2}$, где f – частота, μ_0 – абсолютная магнитная проницаемость. При моделировании полагалось, что на всех частотах у подложки $\epsilon_r = 4.5$ и $\text{tg}\delta = 0.025$, как на частоте 1 ГГц. Для этих значений вычислялась матрица **G** и пересчитывалась для других частот. Матрица **G** найдена методом моментов, с той лишь разницей, что реальные диэлектрические постоянные заменяются комплексными, учитывающими потери диэлектриков [23].

Задавалось периодическое воздействие во временной области, выполнялось его быстрое преобразование Фурье. Для каждой частоты методом модифицированной узловой матрицы [24] определялось напряжение в заданном узле. Напряжение во временной области получалось с помощью обратного преобразования Фурье.

Измерения временного отклика проведены с помощью осциллографа вычислительного комбинированного С9-11, представляющего собой сочетание сверхширокополосного стробоскопического осциллографа, генератора измерительных сигналов нано- и пикосекундной длительности, внутренней микро-ЭВМ. В качестве входного воздействия подавался импульс амплитудой 600 мВ (на нагрузке 50 Ом) длительностью 820 пс (по уровню 0.1), представленный на рис. 5, *а*. Для моделирования этот сигнал оцифрован и задан в качестве входного воздействия в системе TALGAT (рис. 5, *б*).

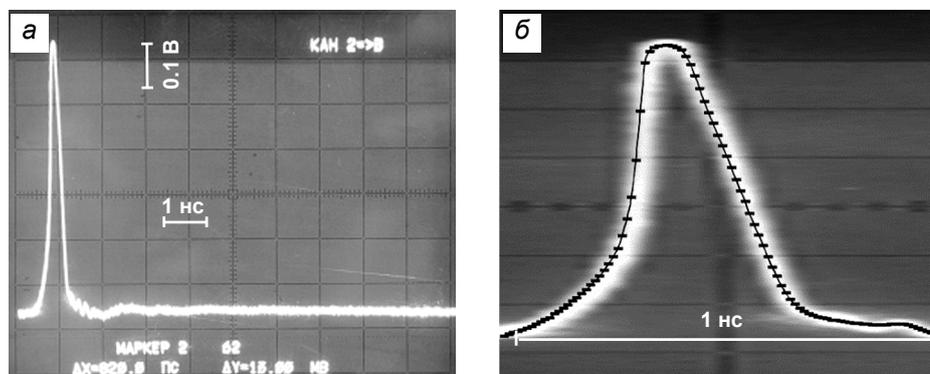


Рис. 5. Входное воздействие (*а*), его изображение, увеличенное по горизонтали, и оцифрованная форма с маркерами через 10 пс (*б*)

Результаты моделирования и измерения

На рис. 6 представлены временные отклики макетов, полученные при моделировании и эксперименте. Количественные характеристики приведены в таблице.

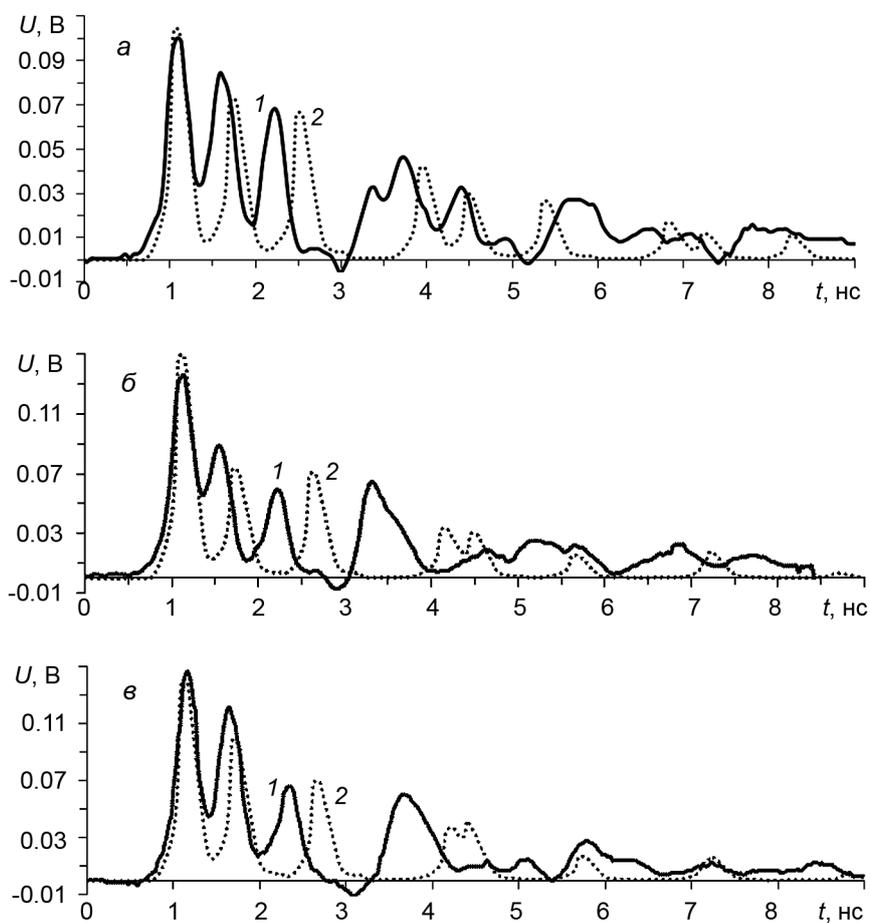


Рис. 6. Результаты измерения (кр. 1) и моделирования (кр. 2) временного отклика на выходе макетов 1–3 (*а–в*)

Количественное сравнение результатов моделирования (М) и эксперимента (Э),
 $\Delta = |(X_M - X_E) / (X_M + X_E)| \cdot 100 \%$

№ макета	Пиковое значение первого импульса, мВ			Пиковое значение второго импульса, мВ			Разность задержек по пиковым значениям, нс		
	М	Э	$\Delta, \%$	М	Э	$\Delta, \%$	М	Э	$\Delta, \%$
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

Обсуждение результатов

Согласно полученным результатам (рис. 6 и таблица), 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 (рис. 6) несовпадение разности погонных задержек отражается в запаздывании моделируемого временного отклика относительно экспериментального. Одной из причин такого несоответствия может быть несоответствие используемого при моделировании значения ϵ_r подложки реальному. Если значение ϵ_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.

Рассмотрим результаты для каждого макета. Макет 1 является МФ с оптимальными параметрами и обеспечивает ослабление входного импульса примерно в 5 раз. Из рис. 6, а 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), проходящие 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 объяснимо уменьшением связи между активным и пассивным проводниками, приводящим к увеличению амплитуд на выходе.

Заключение

Таким образом, в работе исследован физический процесс распространения электромагнитных волн вдоль регулярной структуры связанных линий с резистивными нагрузками на концах этой структуры. Неоднородное диэлектрическое заполнение в поперечном сечении такой структуры приводит к различию погонных задержек четной и нечетной мод поперечной электромагнитной волны. При определенных параметрах линий электрический импульс, возбуждаемый между парой проводников линии, приводит к интересному физическому явлению разложения этого импульса на два импульса (четной и нечетной мод), причем усиление электромагнитной связи между проводниками структуры может делать это явление более выраженным: увеличивать временной интервал между импульсами, уменьшать их амплитуды. Кроме того, за счет увеличения различия значений импедансов четной и нечетной мод становится более выраженным и другое явление: многократное отражение этих импульсов от нагрузок на концах линий, причем с медленным затуханием амплитуд отраженных импульсов. В результате, по сути, наблюдается явление преобразования одного импульса в большое число импульсов меньшей амплитуды на обоих концах структуры, и это явление можно использовать в целях защиты.

Конечно, как видно из графиков, учет потерь и реальной формы импульса вносит свои коррективы в картину описанных волновых процессов. В работе 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 сделало 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 5 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.

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., Lugrin G., et al. // System and Assessment Notes. Note 41. 8 July 2014.
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. – 142 с.
5. Gazizov T.R. et al. // Book of Abstracts EUROEM 2012. 2–6 July 2012, Toulouse, France. – P. 106.
6. Сахаров К.Ю. и др. // Технологии ЭМС. – 2006. – № 3(18). – С. 36–45.
7. Weber T., Krzikalla R., and Haseborg L. // IEEE Trans. Electromag. Compatibility. – 2004. – V. 46. – No. 3. – P. 297–304.
8. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2013. – 150 с.
9. Gazizov T.R. and Zabolotsky A.M. // IEEE Trans. Electromag. Compatibility. – February 2012. – V. 54. – No. 1. – P. 229–231.
10. Gazizov T.R., Zabolotsky A.M., and Samotin I.E. // Proc. of Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON-2009). Russia, Tomsk, March 27–28, 2009. – Tomsk, 2009. – P. 264–269.
11. Gazizov T.R., Samotin I.E., Zabolotsky A.M., and Melkozherov A.O. // Proc. of 30-th Int. Conf. on Lightning Protection, Sept. 13–17, 2010, Cagliari, Italy. – P. 1246-1–1246-3.
12. Газизов Т.Р., Долганов Е.С., Заболоцкий А.М. // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55. – № 3. – С. 39–43.
13. Zabolotsky A.M. and Gazizov A.T. // Int. J. Circuits, Syst. and Signal Proces. – 2015. – V. 9. – P. 68.
14. Gazizov A.T. and Zabolotsky A.M. // Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – 2015. – P. 1. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147024.
15. Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., and Gazizova O.A. // 16-th Int. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2015: Conf. Proc. – 2015. – P. 120–123. DOI: 10.1109/EDM.2015.7184504
16. Gazizov A.T. // Proceedings of ASIAEM 2015, Jeju Island, Republic of Korea, 2–7 August, 2015. – P. 1.
17. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М. // Технологии ЭМС. – 2006. – № 4. – С. 40.
18. Газизов А.Т. [Электронный ресурс] // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015. – С. 317. Режим доступа: [http://efir.sfu-kras.ru/wp-content/uploads/download / Сборник_SIP-2015.pdf](http://efir.sfu-kras.ru/wp-content/uploads/download/Sbornik_SIP-2015.pdf).
19. Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Р. // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 2(36). – С. 45.
20. Gazizov T.R. // Proc. of the 2001 IEEE EMC Symp., 2001. – P. 151–155. DOI: 10.1109/IEMC.2001.950576
21. A Djordjevic R Sarkar., T.K., and Harrington R.F. // Proc. IEEE. – 1987. – V. 75. – No. 6. – P. 743–764.
22. Газизов Т.Р. // Изв. вузов. Физика. – 2004. – Т. 47. – № 3. – С. 88–89.
23. Harrington R.F. and Wei C. // IEEE Trans. Microwave Theor. Tech. – July 1984. – V. MTT-32. – P. 705–710.
24. Griffith J.R. and Nakhla M.S. // IEEE Trans. Microwave Theor. Tech. – 1990. – V. 38. – P. 1480.

Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники, г. Томск, Россия

Поступила в редакцию 04.04.16,
после доработки – 02.12.16.

Газизов Александр Тальгатович, лаборант-исследователь, e-mail: alexandr.bbm@gmail.com;

Заболоцкий Александр Михайлович, к.т.н., доцент, e-mail: zabolotsky_am@mail.ru;

Газизов Тальгат Рашитович, д.т.н., зав. каф. телевидения и управления, e-mail: talgat@tu.tusur.ru.