

ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ

До статті
«CFD-моделювання
температурного поля
корпуса-радіатора
передавального модуля
АФАР з повітряним
охолодженням»

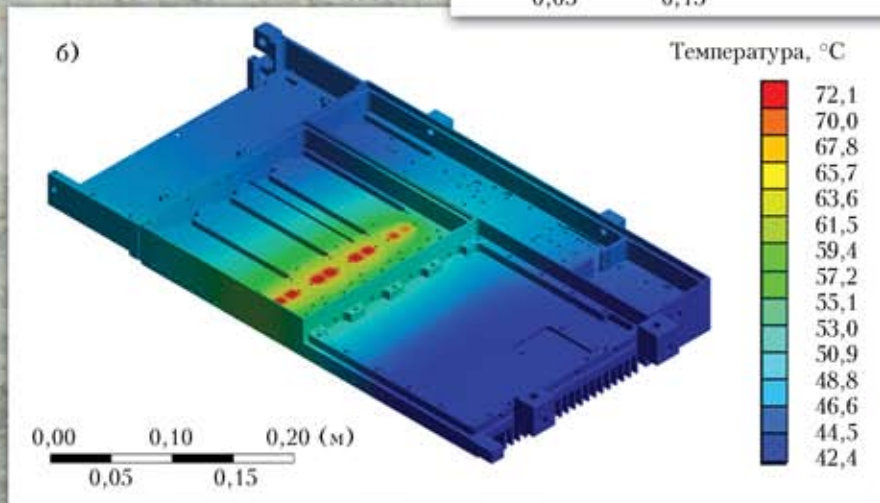
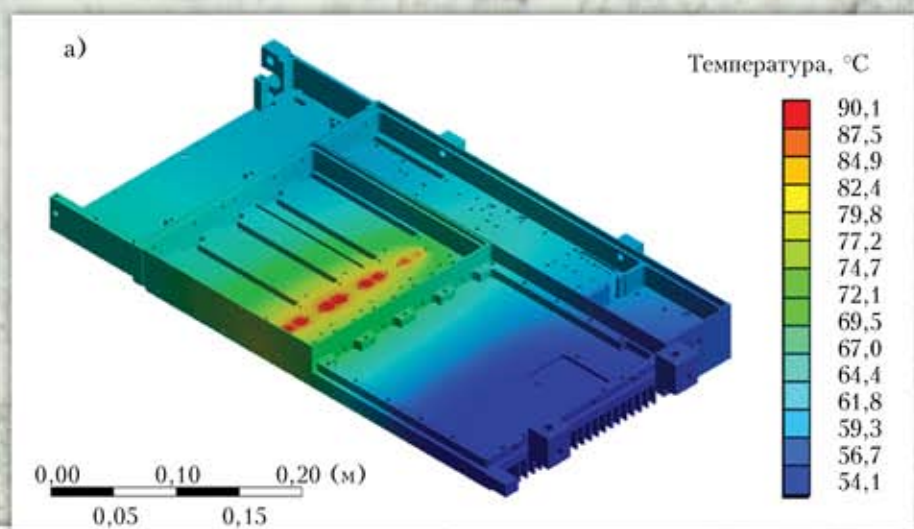


Рис. 5. Температурне поле
поверхні основи корпуса-
радіатора з боку установки
НВЧ-транзисторів за різної
швидкості повітряного потоку
 $V_{ox} = 1 \text{ м/с}$ (а)
та $V_{ox} = 10 \text{ м/с}$ (б)

1—2 2019

ЯНВАРЬ — АПРЕЛЬ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ «ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ»

ISSN 2225-5818

Выходит один раз в 2 месяца

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

К. т. н. А. Ф. Бондаренко
(КПИ им. Игоря Сикорского, г. Киев, Украина)

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

Акад. НАНУ, д. ф.-м. н. А. Е. Беляев (г. Киев, Украина)
Д. т. н. Н. М. Вакив (г. Львов, Украина)
Д. т. н. Г. А. Оборский (г. Одесса, Украина)
К. т. н. В. М. Чмилъ В. (г. Киев, Украина)
Е. А. Тихонова (г. Одесса, Украина)

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Д. т. н. С. Г. Антощук (г. Одесса, Украина)
Д. т. н. А. П. Бондарев (г. Львов, Украина)
Prof. I. Vajda (Budapest, Hungary)
Prof. D. Vinnikov (Tallinn, Estonia)
Prof. I. Galkin (Riga, Latvia)
К. т. н. Э. Н. Глушеченко (г. Киев, Украина),
зам. главного редактора
К. т. н. Г. Г. Горюх (г. Минск, Республика Беларусь)
Prof. K. Dhoska (Tirana, Albania)
Д. ф.-м. н. В. В. Должиков (г. Харьков, Украина)
Д. т. н. А. А. Дружинин (г. Львов, Украина)
Д. т. н. А. А. Ефименко (г. Одесса, Украина),
зам. главного редактора
Д. ф.-м. н. Д. В. Корбутяк (г. Киев, Украина)
Д. т. н. С. И. Круковский (г. Львов, Украина)
Чл.-кор. НАНУ, д. ф.-м. н. В. С. Лысенко (г. Киев, Украина)
Prof. J. Martins (Caparica, Portugal)

Д. т. н. И. Ш. Невлюдов (г. Харьков, Украина)
Dr. Sc. D. Nika (Chisinau, Moldova)
Д. т. н. Ю. Е. Николаенко (г. Киев, Украина)
Prof. V. Pires (Setúbal, Portugal)
Д. ф.-м. н. С. В. Плаксин (г. Днепропетровск, Украина)
К. т. н. Проконец В. М. (г. Киев, Украина)
Prof. E. Romero-Cadaval (Badajoz, Spain)
К. ф.-м. н. А. В. Рыбка (г. Харьков, Украина)
К. т. н. П. С. Сафронов (г. Одесса, Украина),
отв. секретарь редколлегии
Д. т. н. В. Н. Сигорец (г. Киев, Украина)
Д. т. н. В. С. Ситников (г. Одесса, Украина)
Dr. Sc. Z. Stević (Belgrade, Serbia)
Д. х. н. В. Н. Томашик (г. Киев, Украина)
К. т. н. В. Е. Трофимов (г. Одесса, Украина)

Подписка на журнал

Отделения связи. «Каталог видань України». Индекс 23785.
В редакции «ТКЭА» можно подписаться с любого номера.

Контактная информация

Украина, 65044, г. Одесса, а/я 17;
tkea.journal@gmail.com, www.tkea.com.ua,
+38 099 444 63 52.

Редакция

Е. А. Тихонова, А. А. Ефименко, П. С. Сафронов,
А. А. Алексеева, М. Г. Глава, Н. М. Колганова, Е. И. Корецкая.

**ТЕХНОЛОГИЯ
И
КОНСТРУИРОВАНИЕ
В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2019 № 1–2

Год издания 43-й

Зарегистрирован
в ВАК Украины
по разделам
«Физико-математические науки»,
«Технические науки»

Реферируется
в УРЖ «Джерело»
(г. Киев)

Журнал включен
в международную справочную
систему по периодическим
и продолжающимся изданиям
“Ulrich’s Periodicals Directory”
(США),
в международную систему
библиографических ссылок
CrossRef,
в наукометрическую базу РИНЦ,
в базу данных DOAJ,
в Google Scholar

Номер выпущен при поддержке
ОНПУ (г. Одесса),
НПП «Сатурн» (г. Киев),
НПП «Карат» (г. Львов)

Одобрено к печати
Ученым советом ОНПУ
(Протокол № 5 от 5.02.2019 г.)
Отв. за выпуск: Е. А. Тихонова

УЧРЕДИТЕЛИ

Институт физики полупровод-
ников им. В. Е. Лашкарёва
Научно-производственное
предприятие «Сатурн»
Одесский национальный
политехнический университет
Издательство «Политехперіодика»

Свидетельство о регистрации
№ КВ 21788-11688ПР
от 21.12.2015 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Современные электронные технологии

Контролепригодность схем в FPGA-проектах по
признаку рассеиваемой мощности. *В. В. Антонюк,
А. В. Дрозд, Ю. В. Дрозд, А. С. Степовая* 3

Электронные средства: исследования, разработки

Конструкторские методы уменьшения шумов и
помех в каналах с сосредоточенными параметрами
при высокоскоростной обработке данных. *А. Н.
Тыныныка* 10

СВЧ-техника

Микрополосковые удвоители СВЧ с нетрадиционной
реализацией. *Э. Н. Глушеченко* 20

Обеспечение тепловых режимов

CFD-моделирование температурного поля корпуса-
радиатора передающего модуля АФАР с воздушным
охлаждением. *Ю. Е. Николаенко, А. В. Баранюк,
С. А. Рева, В. А. Рогачев* 27

Технологические процессы и оборудование

Улучшение обратных характеристик диода Шоттки
при использовании геттерирования. *В. Н. Литви-
ненко, И. М. Викулин, В. Э. Горбачев* (на англий-
ском) 34

Материалы электроники

Гибкие композиционные сцинтилляторы на основе
микро- и нанопорошков $ZnWO_4$. *В. С. Тинькова,
А. Г. Якубовская, И. А. Тутицына, С. Л. Абашин,
А. Н. Пузан, С. Е. Третьяк* (на английском) 40

**Указатель статей, опубликованных в журнале в
2018 г.** 50

Список рецензентов номера 52

Новые книги 26, 33

ЗМІСТ

Сучасні електронні технології

Контролепридатність схем В FPGA-проектах за ознакою розсіюваної потужності. *В. В. Антонюк, О. В. Дрозд, Ю. В. Дрозд, Г. С. Степова* (3)

Електронні засоби: дослідження, розробки

Конструкторські методи зменшення шумів і завад у каналах із зосередженими параметрами при високошвидкісній обробці даних. *О. М. Тининика* (10)

НВЧ-техніка

Мікросмужкові подвоювачі НВЧ з нетрадиційною реалізацією *Е. М. Глушеченко* (20)

Забезпечення теплових режимів

CFD-модельовання температурного поля корпусу-радіатора передавального модуля АФАР з повітряним охолодженням. *Ю. Є. Ніколаєнко, А. В. Баранюк, С. А. Рева, В. А. Розачов* (27)

Технологічні процеси та обладнання

Поліпшення зворотних характеристик діода шотткі при використанні гетерування. *В. М. Литвиненко, І. М. Вікулін, В. Е. Горбачов* (34)

Матеріали електроніки

Гнучкі композиційні сцинтилятори на основі мікро- та нанопорошків $ZnWO_4$. *В. С. Тінькова, Г. Г. Якубовська, І. А. Тупіцина, С. Л. Абашин, Г. Н. Пузан, С. О. Третьяк* (40)

CONTENTS

Modern electronic technologies

Checkability of the circuits in fpga designs according to power dissipation. *V. V. Antoniuk, A. V. Drozd, J. V. Drozd, H. S. Stepova* (3)

Electronic devices: research, development

Design methods for reducing noise and interferences in channels with lumped parameters in high-speed data processing. *A. N. Tynynyka* (10)

Microwave engineering

Microstrip double microwave with non-traditional implementation. *E. N. Glushechenko* (20)

Thermal management

CFD-modeling of the temperature field of the house-radiator of the transmitting module of the active phased antenna arrays with air cooling. *Yu. E. Nikolaenko, A. V. Baranyuk, S. A. Reva, V. A. Rohachov* (27)

Production technology and equipment

Improvement of the reverse characteristics of Schottky diodes using gettering. *V. N. Litvinenko, I. M. Vikulin, V. E. Gorbachev* (34)

Materials of electronics

Flexible composite scintillators based on $ZnWO_4$ micro- and nanopowders. *V. S. Tinkova, A. G. Yakubovskaya, I. A. Tupitsyna, S. L. Abashin, A. N. Puzan, S. O. Tretyak* (40)

В. В. АНТОНЮК, д. т. н. А. В. ДРОЗД, к. т. н. Ю. В. ДРОЗД, к. т. н. А. С. СТЕПОВАЯ

Украина, Одесский национальный политехнический университет

E-mail: viktor.v.antoniuk@gmail.com, drozd@ukr.net

КОНТРОЛЕПРИГОДНОСТЬ СХЕМ В FPGA-ПРОЕКТАХ ПО ПРИЗНАКУ РАССЕИВАЕМОЙ МОЩНОСТИ

Рассматриваются вопросы контролепригодности схем FPGA-проектов, а также возможность и целесообразность расширения традиционно используемой логической формы до контролепригодности по признаку рассеиваемой мощности. Анализируются ограничения логической контролепригодности схем, связанной с тестовым и рабочим диагностированием цифровых схем. Отмечаются особенности контролепригодности схем в FPGA-проектах и ее достоинства, важные для критических приложений. Предлагается аналитическая оценка пригодности схем к проведению диагностирования неисправностей, повышающих рассеиваемую мощность, таких как короткое замыкание, и организация мониторинга ее превышения. Приводятся результаты экспериментов по оценке контролепригодности схем сдвиговых регистров, имплементированных в FPGA-проектах.

Ключевые слова: контролепригодность схем, логическая форма, рассеиваемая мощность, FPGA-проектирование, короткое замыкание, мониторинг рассеиваемой мощности, сдвиговой регистр.

Важной характеристикой современных компьютерных систем и компонентов является контролепригодность — пригодность схем к контролю возникающих в них неисправностей. Контролепригодность связана с видом выполняемого контроля. Для цифровых схем, как правило, выполняется логический контроль, основанный на проверке вычисляемого результата на наличие в нем ошибки. Ему соответствует логическая контролепригодность цифровой схемы, наиболее распространенная в форме тестопригодности, т. е. пригодности схемы к написанию для нее тестов, выявляющих неисправности [1, 2]. Эта простая форма получила развитие в тестовом диагностировании цифровых схем, которое выполняется в паузах функционирования по назначению. Она является структурной контролепригодностью схемы, поскольку полностью определяется ее структурой.

В процессе выполнения основных вычислений логическая контролепригодность оказывается в существенной зависимости от входных данных, приобретая свойства структурно-функциональной контролепригодности, а также обеспечивает рабочее диагностирование цифровых схем [3, 4]. Методы и средства рабочего диагностирования применимы при выполнении основных вычислений с рабочими входными данными в рамках структурно-функциональной контролепригодности цифровых схем.

Развитие компьютерных систем в направлении критических приложений преобразовало их в информационно-управляющие системы критического применения, которые в соответствии с международными стандартами направлены на обеспечение функциональной безопасности и самой системы, и объекта управления для предотвращения аварий, а в случае их возникновения — снижения нанесенного ущерба [5, 6]. Объектами управления являются объекты повышенного риска — электростанции и энергосети, скоростной транспорт, различные виды вооружений и т. д. Системы критического применения проектируются для работы в двух режимах — нормальном и аварийном, в рамках которых на входы цифровых схем поступают, в общем случае, различные входные данные, преобразующие структурно-функциональную контролепригодность в двухрежимную, т. е. разную в этих режимах. Это создает проблему, когда скрытые неисправности могут накапливаться в нормальном режиме и проявляться в аварийном снижением отказоустойчивости схем, являющейся основой функциональной безопасности систем и компонентов [7, 8].

Для решения этой проблемы на практике используют имитационные тестовые режимы, воссоздающие аварийные условия. Они повышают контролепригодность системы и компонентов, однако само их наличие представляет су-

ущественную опасность и не раз приводило к аварийным ситуациям в результате неисправности или несанкционированного включения [9, 10]. Известны методы оценки и улучшения структурно-функциональной и двухрежимной логической контролепригодности цифровых схем [11], однако они имеют свои ограничения, которые стимулируют поиск других форм контролепригодности.

Современные САПР, поддерживающие FPGA-проектирование (FPGA — field-programmable gate array), предлагают средства предварительной и текущей оценки FPGA-проектов по их энергопотреблению, что создает основу для использования контролепригодности схем по признаку рассеиваемой или потребляемой мощности. Этому же способствует тенденция к усложнению FPGA-проектов, что, с одной стороны, усложняет оценку и использование логической контролепригодности, ослабляя ее позиции, а с другой, совершенствует энергопотребление, его оценку, регулирование и контроль.

Контролепригодность схем по рассеиваемой мощности имеет преимущество перед контролем потребляемой мощности благодаря более доступным средствам измерения — температурным датчикам.

При анализе контролепригодности схемы на основе энергопотребления используются данные о допустимом диапазоне изменения мощности, функционирование за пределами которого однозначно указывает на наличие неисправности. Существование двух таких областей — ниже и выше допустимых значений мощности — определяет, соответственно, так называемые нижнюю и верхнюю контролепригодность схемы. Нижняя обеспечивает мониторинг общих сигналов, таких как сброс или синхронизация, общее управление (неисправности в цепях общих сигналов могут существенно снижать энергопотребление в его динамической составляющей и не всегда поддаются логическому контролю [12]), верхняя связана с неисправностями, повышающими энергопотребление. Поскольку последнее приводит к логическим проявлениям неисправности, возникает вопрос о целесообразности рассмотрения верхней контролепригодности в условиях уже достаточно широко используемой логической контролепригодности схем.

Целью данной работы является рассмотрение возможности и целесообразности расширения традиционно используемой логической контролепригодности до контролепригодности по признаку рассеиваемой мощности. Кроме того, предлагается аналитическая оценка верхней контро-

лепригодности по рассеиваемой мощности, организация ее мониторинга для обнаружения коротких замыканий и экспериментальное исследование значений контролепригодности в Intel FPGA-проектах, разработанных с использованием САПР Quartus Prime на примере матричных умножителей.

Целесообразность рассмотрения верхней контролепригодности цифровых схем

Верхняя контролепригодность схем по рассеиваемой мощности важна в тех случаях, когда логическая контролепригодность уступает ей по времени при выявлении неисправностей. Эти случаи определяются характером неисправности и/или особенностями схемы и ее входных данных, когда существенное повышение мощности, вызванное неисправностью, может быть зафиксировано раньше, чем ошибка контролируемого результата. Это может иметь место в случае деградиационного характера неисправности, а также для неисправностей, скрытых (или временно скрытых) по причине отсутствия (или временного отсутствия) проявляющих их входных данных. В этих условиях верхняя контролепригодность обеспечивает более раннее, чем логическая, обнаружение неисправности, сокращая время протекания скрытых процессов, чем повышает функциональную безопасность системы.

В критических приложениях разнообразие входных данных, а значит, и структурно-функциональная логическая контролепригодность схем, как правило, существенно ограничены, что способствует накоплению скрытых неисправностей, в том числе повышающих энергопотребление и рассеиваемую мощность. Логическая контролепригодность открывается для таких неисправностей только с наступлением аварийного режима, что не способствует предотвращению аварии. К существенным недостаткам логической двухрежимной структурно-функциональной контролепригодности относится также трудоемкость ее оценки в современных конвейерных системах с развитыми матричными структурами в составе секций. Для систем критического применения необходимо выполнять трудоемкое моделирование с использованием специально разрабатываемых программных моделей или существенно дорабатываемых аппаратных решений на основе исходного FPGA-проекта, нацеленных на исследование наблюдаемости точек цифровой схемы.

Оценка верхней контролепригодности схем в FPGA-проектах

Одним из наиболее распространенных подходов к построению современных цифровых систем является их реализация на базе про-

граммируемых логических интегральных схем (programmable logic device — PLD), в частности программируемых пользователем вентильных матриц (field-programmable gate array — FPGA). Такая элементная база становится приоритетной и для проектирования цифровых компонентов в составе систем критического применения [13].

Контролепригодность схемы C_H может быть оценена отношением объема V_N диапазона невозможных значений мощности к объему V_T всего диапазона ее значений. Для верхней контролепригодности объем V_N формируется из значений, превышающих максимально возможную мощность. Верхней границей диапазона невозможных значений является предельная потребляемая мощность, устанавливаемая для конкретных типов микросхем. Объем V_T охватывает диапазон от наименьшего возможного до предельного значения мощности.

В САПР Quartus Prime [14], предназначенной для разработки проектов цифровых схем на PLD Intel FPGA, рассеиваемая мощность проекта оценивается утилитой PowerPlay Power Analyzer [15].

Объем диапазона, характеризующего верхнюю контролепригодность схемы, может быть учтен конкретными значениями рассеиваемой мощности в следующей формуле:

$$C_H = (N_B - N_{\max}) / (N_B - N_{\min}), \quad (1)$$

где N_B , N_{\max} и N_{\min} — предельная, максимально и минимально возможная рассеиваемая мощность соответственно.

Предельная рассеиваемая мощность N_B рассчитывается, исходя из максимально допустимой рабочей температуры для конкретного типа FPGA микросхемы.

Максимально (N_{\max}) и минимально (N_{\min}) возможные значения мощности оцениваются с учетом оценок мощности и их погрешностей, определяемых утилитой PowerPlay Power Analyzer в зависимости от активности входных сигналов цифровой схемы. Поскольку повышение активности сигналов приводит к росту потребляемой и рассеиваемой мощности, значения N_{\max} и N_{\min} оцениваются, соответственно, при максимальной ($N_{A.\max}$) и нулевой ($N_{A.0}$) активности входных сигналов по следующим формулам:

$$N_{\max} = N_{A.\max} + 0,5\Delta N_{A.\max}; \quad (2)$$

$$N_{\min} = N_{A.0} - 0,5\Delta N_{A.0}, \quad (3)$$

где $\Delta N_{A.\max}$, $\Delta N_{A.0}$ — погрешности оценки рассеиваемой мощности утилитой (учитываются в части увеличения N_{\max} и уменьшения N_{\min} , т. е. с коэффициентом 0,5).

Активность входных сигналов задается в утилите в процентах от активности синхросигналов, и возможно, что ее значение будет превышать 100%. Реальная максимальная активность входных сигналов может быть оценена путем аппаратного моделирования проекта на наборах входных сигналов повышенной активности. Один из подходов к такой оценке состоит в поочередной активации одномерных путей от каждого входа схемы с полным перебором значений на остальных входах [16, 17].

Решение обеспечивается средствами пакета ModelSim Intel® FPGA Starter Edition, который выполняет как логическое (register transfer level), так и вентильное (gate-level) моделирование проектов, реализованных в Quartus Prime. Формируется специальный файл-тестбенч, который содержит HDL-описание интерфейса входов/выходов моделируемого проекта и теста, определяющего очередность и частоту смены значений для входов проекта. Файл-тестбенч редактируется в текстовом редакторе путем задания требуемых тестовых входных наборов. Отредактированный файл-тестбенч запускается на выполнение в ModelSim для моделирования работы проекта при заданных входных последовательностях. По результатам моделирования ModelSim формирует временную диаграмму для входов/выходов проекта и специальный файл Value Change Dump, содержащий информацию об активности (частота переключений) всех входных/выходных и внутренних сигналов проекта. Данный файл используется утилитой PowerPlay Power Analyzer для более корректной оценки параметров энергопотребления и тепловыделения проекта с учетом реальной активности сигналов.

Особенности мониторинга рассеиваемой мощности

Мониторинг рассеиваемой мощности выполняется в FPGA-проектах с использованием датчиков температуры. Необходимо сопоставить нижнюю границу N_{\max} верхней контролепригодности с показаниями датчика. Сравнимые величины следует привести к одной характеристике: рассеиваемой мощности или температуре. Поскольку величина N_{\max} является постоянной для FPGA-проекта, целесообразно преобразовать ее в соответствующее значение температуры. Неисправность обнаруживается в том случае, если показание датчика превышает температуру кристалла, определяемую по рассеиваемой мощности N_{\max} . Таким образом, мониторинг рассеиваемой мощности FPGA-проекта являет-

ся по сути мониторингом температуры кристалла микросхемы.

Температура кристалла T_J и его рассеиваемая мощность N связаны между собой следующей формулой [15]:

$$T_J = NR_{JA} + T_A, \quad (4)$$

где T_A — температура окружающей среды;

R_{JA} — тепловое сопротивление системы «кристалл — среда».

При $N = N_{\max}$ формула (4) позволяет рассчитать соответствующую этой рассеиваемой мощности температуру кристалла $T_{J\max}$.

Тепловое сопротивление R_{JA} является константой для FPGA-проекта, значение которой зависит от наличия или отсутствия системы охлаждения. При наличии системы охлаждения оно определяется как сумма значений теплового сопротивления систем «кристалл — корпус» (R_{JC}), «корпус — система охлаждения» (R_{CHS}), «система охлаждения — среда» (R_{HSA}): $R_{JA} = R_{JC} + R_{CHS} + R_{HSA}$.

Формула (4) также позволяет рассчитать значение предельной рассеиваемой мощности по максимально допустимой рабочей температуре T_{JB} кристалла FPGA: $N_B = (T_{JB} - T_A) / R_{JA}$, что необходимо для оценки контролепригодности по формуле (1).

Метод мониторинга, реализуемый на основе формулы (4), предполагает использование двух датчиков температуры, которые определяют текущую температуру кристалла T_C и температуру окружающей среды T_A , а также схемы формирования сравниваемых величин и схему сравнения. Между собой сравниваются величины T_S и T_M : первая отражает пороговое значение температуры кристалла, превышение которой указывает на наличие неисправности, вторая — измеряемое значение температуры кристалла с учетом погрешности измерения датчиков:

$$T_S = C + T_A + 0,5\Delta T_A; \quad (5)$$

$$T_M = T_C - 0,5\Delta T_C, \quad (6)$$

где C — заранее вычисленная для FPGA-проекта константа, $C = N_{\max}R_{JA}$;

ΔT_C , ΔT_A — погрешности измерения датчиков температуры кристалла и окружающей среды соответственно.

Сравнение выполняется по формуле $T_M > T_S$, т. е. неисправность обнаруживается при условии $T_C > C + T_A + 0,5(\Delta T_A + \Delta T_C)$ или $T_C > T_S$, где $T_S = T_{J\max} + 0,5(\Delta T_A + \Delta T_C)$ — порог обнаружения неисправности.

Экспериментальная часть

Для экспериментальной оценки верхней контролепригодности по рассеиваемой мощности были реализованы FPGA-проекты сдвигового регистра на разных структурных блоках FPGA.

Для размещения проектов была выбрана FPGA Intel Max 10 10M50DAF672I7G, максимально допустимая температура которой составляет $T_{JB} = 100^\circ\text{C}$. При моделировании в PowerPlay Power Analyzer устанавливаются следующие значения теплового сопротивления и температуры окружающей среды: $R_{JC} = 4,60^\circ\text{C}/\text{Вт}$, $R_{CHS} = 0,10^\circ\text{C}/\text{Вт}$, $R_{HSA} = 2,80^\circ\text{C}/\text{Вт}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$. Из формулы (2) определяется предельное значение рассеиваемой мощности для выбранной FPGA:

$$N_{DB} = (100 - 25) / (4,60 + 0,10 + 2,80) = 10 \text{ Вт}.$$

Первый проект сдвигового регистра был реализован на базе интеллектуального модуля (IP-Core) сдвигового регистра LPM_SHIFT из библиотеки параметризованных модулей (library of parameterized modules). САПР Quartus Prime имплементирует модуль в FPGA, используя встроенные М9К блоки памяти, каждый из которых содержит 9216 битов, а всего чип 10M50DAF672I7G имеет 1677312 бита памяти. Общее количество блоков памяти М9К составляет около 5% площади всего чипа.

Второй проект был реализован в виде пользовательского VHDL-описания. Результаты реализации приведены в **таблице**.

В проекте к каждому разряду регистра добавляется инвертор на выходе. САПР Quartus Prime имплементирует пользовательский проект в FPGA, используя основной структурный компонент чипа — логический элемент, состоящий из логической таблицы и триггера. Чип 10M50DAF672I7G содержит 49760 таких элементов. Общее количество логических блоков составляет около 85% площади всего чипа. Каждый разряд сдвигового регистра пользовательского проекта занимает один логический элемент — триггер для хранения бита разряда и логическую таблицу для реализации функции инверсии.

Данные, приведенные в таблице, показывают высокий уровень верхней контролепригодности C_H , который с ростом доли используемой части микросхемы незначительно снижается для библиотечного решения и в большей степени — в случае пользовательской схемы.

Результаты реализации проектов для IP-Core LPM_SHIFT и для пользовательского VHDL-описания

Доля использованных битов встроенной памяти, %	Частота, МГц	Рассеиваемая мощность, мВт		Температура кристалла, °С		C_H	T_S
		N_{\max}	N_{\min}	$T_{J\max}$	$T_{J\min}$		
IP-Core LPM_SHIFT							
1	250	128,22	113,99	26,0	25,9	0,998	26,2
20	222	328,20	237,04	27,5	26,8	0,990	27,7
40	200	496,28	331,30	28,7	27,5	0,983	28,9
60	200	697,97	448,56	30,2	28,4	0,974	30,4
80	172	825,01	512,97	31,2	28,8	0,967	31,4
Пользовательское VHDL-описание							
1	250	185,21	121,08	26,4	25,9	0,99	26,6
20		482,04	182,42	28,6	26,4	0,97	28,8
40		856,14	258,11	31,4	26,9	0,94	31,6
60		1579,01	388,61	36,8	27,9	0,88	37,0
80		3036,08	638,17	47,8	29,8	0,74	48,0

Порог T_S обнаружения неисправности предложенным методом превышает температуру $T_{J\max}$ на величину $0,5(\Delta T_A + \Delta T_C)$, рассчитанную для погрешности $\Delta T_A = \Delta T_C = 0,2^\circ\text{C}$.

Заключение

Таким образом, проведенные исследования указывают на значительные потенциальные возможности использования верхней контролепригодности для мониторинга неисправностей короткого замыкания в FPGA-проектах, что важно для систем критического применения в условиях ограниченных возможностей логической контролепригодности при решении проблем, связанных со скрытыми неисправностями.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Abramovici M., Breuer M., Friedman A. Digital systems testing and testable design. — New York: Wiley-IEEE Press, 1990.
2. Matrosova A., Nikolaeva E., Kudin D., Singh V. PDF testability of the circuits derived by special covering ROBDDs with gates // IEEE East-West Design and Test Symposium (EWDTS 2013). — Russia, Rostov-on-Don. — 2013. — P. 1–5.
3. Nicolaidis M., Zorian Y., Pradhan D. On-Line Testing for VLSI // Journal of Electronic Testing: Theory and Application. — 1998. — Vol. 12, № 1/2. — P. 7–159.
4. Metra C., Schiano L., Favalli M., Ricco B. Self-checking scheme for the on-line testing of power supply noise // Proc. of the Design, Automation and Test in Europe Conference. — France, Paris. — 2002. — P. 832–836.
5. IEC 61508-1:2010. Functional safety of electrical/electronic/programmable electronic safety related systems. Part 1: General requirements.
6. Andrashov A., Kharchenko V., Siora A. et al. A certification of FPGA-based safety instrumentation and control platform in accordance with IEC 61508 // Critical

Infra-structure Safety and Security. — 2011. — Vol. 1. — P. 148–152.

7. Drozd M., Drozd A. Safety-related instrumentation and control systems and a problem of the hidden faults // The 10th International Conference on Digital Technologies. — Slovak Republic, Zhilina. — 2014. — <http://dx.doi.org/10.1109/DT.2014.6868692>

8. Abramovich M., Stroud C., Hamilton C. et al. Using roving STARS for on-line testing and diagnosis of FPGAs in fault-tolerant applications // IEEE International Test Conference. — USA, Atlantic City. — 1999. — P. 973–982.

9. Gillis D. The apocalypses that might have been / URL: <https://www.damninteresting.com/the-apocalypses-that-might-have-been>

10. Final report on the August 14, 2003 Blackout in the United States and Canada: causes and recommendations / U.S.-Canada Power System Outage Task Force. — USA, 2004. — URL: <https://www3.epa.gov/region1/npdes/merrimackstation/pdfs/ar/AR-1165.pdf>

11. Drozd A., Kharchenko V., Antoshchuk S. et al. Checkability of the digital components in safety-critical systems: problems and solutions // IEEE East-West Design & Test Symposium. — Ukraine, Sevastopol. — 2011. — <http://dx.doi.org/10.1109/EWDTS.2011.6116606>

12. Drozd A., Drozd J., Antoshchuk S. et al. Green experiments with FPGA // In book: Green IT Engineering: Components, Networks and Systems Implementation. Vol. 105 / Ed. By V. Kharchenko, Y. Kondratenko, J. Kacprzyk. — Berlin, Heidelberg: Springer International Publishing, 2017. — P. 219–239. — http://dx.doi.org/10.1007/978-3-319-55595-9_11

13. Kharchenko V. S. FPGA-based NPP I&C Systems: Development and safety assessment // Ed. by V. S. Kharchenko, V. V. Sklyar. — Ukraine, Kharkiv: RPC Radiy, National Aerospace University “KhAI”, SSTC on Nuclear and Radiation Safety, 2008.

14. Intel quartus prime standard edition user guide: getting started / URL: <https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/ug/ug-qps-getting-started.pdf>

15. Intel quartus prime standard edition user guide: power analysis and optimization (2018) / URL: <https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/ug/ug-qps-getting-started.pdf>

intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/ug/ug-qps-power.pdf

16. Антонюк В.В., Дрозд О.В., Ніколенко І.М. Апаратна модель цифрових компонентів комп'ютерних систем // Холодильна техніка і технологія. — 2013. — № 2 (142). — С. 81 — 83.

17. Пат. 102743 України. Генератор послідовності n -розрядних двійкових кодів / О.В. Дрозд та ін. — 2013. — Бюл. № 15.

Дата поступления рукописи
в редакцию 09.04 2019 г.

В. В. АНТОНЮК, О. В. ДРОЗД, Ю. В. ДРОЗД, Г. С. СТЕПОВА

Україна, Одеський національний політехнічний університет

E-mail: viktor.v.antonuk@gmail.com, drozd@ukr.net

КОНТРОЛЕПРИДАТНІСТЬ СХЕМ В FPGA-ПРОЕКТАХ ЗА ОЗНАКОЮ РОЗСІЮВАНОЇ ПОТУЖНОСТІ

Розглядаються питання контролепридатності схем FPGA-проектів. Аналізується логічна контролепридатність та її різновиди: структурна і структурно-функціональна. Відзначаються особливості систем критичного застосування, функціонування яких поділяється на два режими — нормальний та аварійний, в яких на входи цифрових схем компонентів подаються різні вхідні дані, що обумовлює розширення структурно-функціональної контролепридатності до дворежимної. Відмічається створення проблеми виявлення прихованих несправностей, які можуть накопичуватися в нормальному режимі та проявлятися в аварійному. Відзначаються особливості контролепридатності схем в FPGA проектах і її переваги, важливі для критичних додатків. Аналізуються обмеження логічної контролепридатності схем, а також можливість і доцільність розширення традиційно використовуваної логічної форми до контролепридатності за ознакою енергоспоживання. Визначається контролепридатність схем в FPGA-проектах за енергоспоживанням та її різновиди: нижня та верхня. Нижня контролепридатність важлива для виявлення несправностей, що призводять до зниження енергоспоживання, наприклад в ланцюгах загальних сигналів, таких як скидання або синхронізація. Верхня важлива для виявлення несправностей, що підвищують рівень енергоспоживання, наприклад короткі замикання. Визначаються можливості оцінки контролепридатності за енергоспоживанням FPGA-проектів за показниками розсіюваної або споживаної потужності та вказується доцільність розвитку верхньої контролепридатності за розсіюваною потужністю. Зазначаються особливості моніторингу розсіюваної потужності для FPGA-проектів. Пропонується аналітична оцінка придатності схем для діагностування несправностей, що підвищують розсіювану потужність, таких як коротке замикання, і організація моніторингу її перевищення. Проводяться експерименти в САПР Quartus Prime Lite по оцінці верхньої контролепридатності за розсіюваною потужністю масштабованих схем регістрів зсуву, що реалізовані в FPGA-проектах на базі вбудованого IP-Core, та користувацького VHDL-опису. Наводяться результати експериментів, що оцінюють залежність рівня контролепридатності від площі, що займає схема на кристалі FPGA.

Ключові слова: контролепридатність схем, логічна форма, розсіювана потужність, FPGA-проекткування, коротке замикання, моніторинг розсіюваної потужності, регістр зсуву.

DOI: 10.15222/TKEA2019.1-2.03 V. V. ANTONIUK, A. V. DROZD, J. V. DROZD, H. S. STEPОВА
UDC 004.315

Ukraine, Odessa National Polytechnic University

E-mail: viktor.v.antonuk@gmail.com, drozd@ukr.net

CHECKABILITY OF THE CIRCUITS IN FPGA DESIGNS ACCORDING TO POWER DISSIPATION

The authors consider the checkability issues of FPGA designs and analyze the logical (structural and structurally functional) checkability. The paper describes the features of safety-related systems that can operate in normal and emergency mode. In these modes different input data are fed to the inputs of the digital circuits of the components, which leads to an expansion of the structurally functional checkability to dual-mode. The paper shows the problem of hidden faults, which can accumulate in the normal mode and manifest themselves in the emergency mode. The features of checkability of circuits in FPGA projects and its advantages important for critical applications are noted.

The limitations of the logical checkability of the circuits are analyzed, as well as the possibility and expediency of expanding the traditionally used logical form to power usage checkability. The study defines the checkability of circuits in FPGA projects by power usage and determines its subtypes — lower and upper checkability.

Lower checkability is important in identifying faults that lead to lower power usage, for example, in chains of common signals, such as reset or synchronization. The upper one is important for identifying faults that increase the level of power usage, for example, short-circuits. The authors identify the possibility of assessing the power usage checkability of FPGA projects in terms of the power dissipation or power consumption and indicate the possibility of developing upper checkability by the dissipated power. The features of power dissipation monitoring for FPGA projects are noted.

An analytical assessment for the checkability of circuits for short-circuit faults, which increase the dissipated power, and the organization of monitoring its excess are proposed. Experiments in Quartus Prime Lite CAD to assess upper checkability by power dissipation of scalable shift register circuits, that are implemented in FPGA projects, based on default IP-Core and a custom VHDL description, are carried out. The paper presents experimental results, that estimate the dependence of the checkability level on the area, occupied by the circuit on the FPGA chip.

Keywords: checkability of circuits, logical form, power dissipation, FPGA design, power dissipation monitoring, shifting register.

REFERENCES

1. Abramovici M., Breuer M., Friedman A. *Digital Systems Testing and Testable Design*. New York: Wiley-IEEE Press, 1990, 652 p.
2. Matrosova A., Nikolaeva E., Kudin D., Singh V. PDF testability of the circuits derived by special covering ROBDDs with gates. *IEEE East-West Design and Test Symposium (EWDTS 2013)*, Russia, Rostov-on-Don, 2013, pp. 1–5.
3. Nicolaidis M., Zorian Y., Pradhan D. On-Line Testing for VLSI. *Journal of Electronic Test-ing: Theory and Application*, 1998, Vol. 12, № 1/2, pp. 7–159.
4. Metra C., Schiano L., Favalli M., Ricco B. Self-Checking scheme for the on-line testing of power supply noise. *Proc. of the Design, Automation and Test in Europe Conference*, France, Paris, 2002, pp. 832–836.
5. IEC 61508-1:2010. Functional safety of electrical/electronic/programmable electronic safety related systems. Part 1: General requirements.
6. Andrashov A., Kharchenko V., Siora A., Sklyar V., Volkoviy A. A Certification of FPGA-based safety Instrumentation and Control platform in accordance with IEC 61508. *Critical Infra-structure Safety and Security*, 2011, Vol. 1, pp. 148–152.
7. Drozd M., Drozd A. Safety-Related Instrumentation and Control Systems and a Problem of the Hidden Faults. *The 10th International Conference on Digital Technologies*, Slovak Republic, Zhilina, 2014, <http://dx.doi.org/10.1109/DT.2014.6868692>
8. Abramovich M., Stroud C., Hamilton C., Wijesuriya S., Verma V. Using roving STARs for on-line testing and diagnosis of FPGAs in fault-tolerant applications. *IEEE International Test Conference*, USA, Atlantic City, 1999, pp. 973–982.
9. Gillis D. *The Apocalypses that Might Have Been*. URL: <https://www.damninteresting.com/the-apocalypses-that-might-have-been>
10. *Final Report on the August 14, 2003 Blackout in the United States and Canada: Causes and Recommendations*. U.S.-Canada Power System Outage Task Force, USA, 2004, URL: <https://www3.epa.gov/region1/npdes/merrimack-station/pdfs/ar/AR-1165.pdf>
11. Drozd A., Kharchenko V., Antoshchuk S., Sulima J., Drozd M. Checkability of the digital components in safety-critical systems: problems and solutions. *IEEE East-West Design & Test Symposium*, Ukraine, Sevastopol, 2011, <http://dx.doi.org/10.1109/EWDTS.2011.6116606>
12. Drozd A., Drozd J., Antoshchuk S., Antonyuk V., Zashcholkina K., Drozd M., Titomir O. Green Experiments with FPGA. In book: *Green IT Engineering: Components, Networks and Systems Implementation*. Vol. 105 / Ed. By V. Kharchenko, Y. Kondratenko, J. Kacprzyk, Berlin, Heidelberg: Springer International Publishing, 2017, pp. 219–239, http://dx.doi.org/10.1007/978-3-319-55595-9_11
13. Kharchenko V. S. *FPGA-based NPP I&C Systems: Development and Safety Assessment*. Ed. by V. S. Kharchenko, V. V. Sklyar, Ukraine, Kharkiv: RPC Radiy, National Aerospace University “KhAI”, SSTC on Nuclear and Radiation Safety, 2008, 188 p.
14. *Intel Quartus Prime Standard Edition User Guide: Getting Started*. URL: <https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/ug/ug-qps-getting-started.pdf>
15. *Intel Quartus Prime Standard Edition User Guide: Power Analysis and Optimization* (2018). URL: <https://www.intel.com/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/ug/ug-qps-power.pdf>
16. Antoniuk V.V., Drozd O.V., Nikolenko I.M. Hardware model of digital components of computer systems. *Refrigeration Engineering and Technology*, 2013, №2 (142), pp. 81 – 83. (Ukr)
17. Pat. 102743 of Ukraine. *N-bit binary codes sequence generator* / O.V. Drozd, et al., 2013, bul. № 15. (Ukr)

Описание статьи для цитирования:

Антонюк В. В., Дрозд А. В., Дрозд Ю. В., Степовая А. С. Контролепригодность схем в FPGA-проектах по признаку рассеиваемой мощности. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2019, № 1–2, с. 3–9. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.1-2.03>

Cite the article as:

Antoniuk V. V., Drozd A. V., Drozd J. V., Stepova H. S. Checkability of the circuits in FPGA designs according to power dissipation. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2019, no. 1–2, pp. 3–9. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.1-2.03>

К. т. н. А. Н. ТЫНЫНКА

Украина, Одесский национальный политехнический университет

E-mail: polalek562@gmail.com

КОНСТРУКТОРСКИЕ МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ ШУМОВ И ПОМЕХ В КАНАЛАХ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ПРИ ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ОБРАБОТКЕ ДАННЫХ

Рассмотрены методы и правила электронного конструирования радиоэлектронных средств, обеспечивающих высокую помехоустойчивость и электромагнитную совместимость в ближней зоне распространения электромагнитной энергии, а также причины возникновения помех из-за неудачных конструкторских решений при построении дискретно-аналоговых каналов преобразования информации. Даны практические рекомендации по выбору элементной базы, конструированию заземления и источников питания.

Ключевые слова: дискретно-аналоговый канал, электронное конструирование, помехи, ближняя зона распространения, помехоустойчивость, элементная база.

Технические характеристики любого радиоэлектронного средства (**РЭС**) определяют не только их пригодность к выполнению заданных функций, но и способность функционировать совместно с другими изделиями в некоторой системе. Качество радиоэлектронного средства оценивается по тому, насколько в совокупности удовлетворяются требования к функциональным характеристикам и электромагнитной совместимости.

Одним из главных аспектов, на который обращают внимание при обеспечении электромагнитной совместимости РЭС, являются возникающие непреднамеренно электромагнитные помехи. Меры по противодействию им включают выявление источников и нахождение энергетических, частотных и временных характеристик помех, изучение влияния среды на их распространение и влияния помех на работу различных приемников.

Основными причинами внутренних шумов и помех являются следующие: высокоскоростные переключения в каналах обработки сигналов (крутой фронт нарастания и спада импульсных сигналов); наведенные токи, обусловленные индуктивными и емкостными связями между проводниками; неэквипотенциальность точек заземления; включение и выключение различного рода активных и реактивных нагрузок в сети питания, быстрое изменение тока нагрузок, наличие нагрузок, способных возвращать в сеть запасенную энергию; наводки от внешних электромагнитных полей на внутренних проводниках; не лучший из имеющихся возможностей выбор электронных компонентов.

Интенсивность шумов и помех часто связана с качеством конструкторских решений при построении системы передачи данных в ближней зоне распространения электромагнитной энергии, где размеры излучателя помехи значительно меньше длины волны излучения и электромагнитное поле еще не оформилось в плоскую волну. Неудачные решения повышают средний уровень ошибок при приеме и обработке сообщений. В смешанных аналого-цифровых каналах, а каналы электросвязи и обработки данных обычно таковыми и являются, проблема достижения минимального уровня помех конструкторского происхождения значительно усугубляется.

Учебные пособия по конструированию радиоэлектронной аппаратуры и электронно-вычислительных средств (напр., [1, 2]) в разделах электромагнитной совместимости не охватывают все аспекты выбора рациональных в этом смысле конструкций, электрорадиоэлементов и материалов, а в многочисленных литературных источниках, посвященных помехозащищенности каналов связи (напр., [3, 4]), либо предлагаются и анализируются алгоритмы помехоустойчивого кодирования-декодирования, главным образом, с точки зрения безошибочности приема передаваемых данных и экономности кода, с чем связана скорость передачи информации, либо исследуется влияние помех на характеристики каналов [5], либо содержатся конструкторско-технологические указания общего характера [6]. Практическим вопросам конструирования быстройдействующей аппаратуры посвящены книги ряда авторов, например [7–12], но в них не

обсуждаются характеристики и возможности новой элементной базы.

Задача данной работы — проследить связь между отдельными конструкторскими решениями, выбором элементной базы и возникающими кондуктивными помехами и ошибками в электрически коротких каналах обработки сообщений в широком диапазоне частот: от 10 кГц до частот, для которых применима модель с сосредоточенными сопротивлением, емкостью и индуктивностью, чтобы таким образом направить внимание разработчиков на резервы улучшения технических характеристик каналов.

Заземление

Рекомендации в [13] заземлять все каскады конструктивно обособленного узла в одной точке оправдана для малоразмерных узлов аппаратуры. Их несоблюдение может привести к ситуации, когда в смешанных каналах цифровой ток возврата модулирует аналоговый ток, поскольку протекает по тому же проводнику с большим импедансом, что и аналоговый (рис. 1) [11]. Чтобы избежать ошибки, следует направить цифровой ток возврата к общей земляной точке по индивидуальной трассе (рис. 2).

В крупноразмерных узлах реализация таких рекомендаций затруднена из-за большой физической длины индивидуальных проводников, по которым течет ток возврата. На высоких частотах, эквивалентных частоте переключений логических сигналов, эти проводники могут иметь значительные сопротивление и индуктивность, а значит, излишне высокий частотозависимый им-

педанс, в то время как важнейшим условием обеспечения малых шумов, особенно в аналоговых схемах, является поддержание низкой величины импеданса земляных шин. К примеру, прямолинейный проводник печатной платы шириной 2 мм и толщиной 1 мм имеет погонную индуктивность $L = 5,6 \text{ нГн/см}$ [12]. Проходящий по такому проводнику ток, имеющий скорость нарастания при переключении логических схем 100 мА/нс , будет создавать импульс напряжения $u = L \cdot \Delta i / \Delta t = 560 \text{ мВ}$, приводящий к ошибке в аналоговой части и к заметному уменьшению помехоустойчивости в цифровой части канала. На сегодняшний день скорость нарастания тока, если ее специально не ограничивать, достигает 300 мА/нс [14] и сохраняет тенденцию к значительному росту. Поэтому в больших печатных узлах уменьшению помех будет способствовать применение земляной шины большой площади (с низким импедансом), на которую интегральные схемы заземляются по кратчайшему расстоянию. При этом нужно помнить, что чем дальше находится точка заземления от опорной, тем выше ее потенциал, и хотя простота реализации последовательной системы заземления привлекательна, нужно стараться избегать ее применения для цепей с большим разбросом потребляемой мощности. Это связано с тем, что мощные функциональные узлы создают большие возвратные токи заземления, которые могут влиять на малосигнальные функциональные узлы. При необходимости наиболее критичный функциональный узел следует подключать как можно ближе к точке опорного заземления.

В высокоскоростных устройствах следует также избегать использования для подключения интегральных схем панелек, удлиняющих путь до земляной шины. Кроме того, земляная шина большой площади обладает экранирующим свойством, вследствие чего уменьшается излучение радиочастотных помех вовне и влияние внешних помех на работу канала.

При подаче питания и сигналов на печатный узел рекомендуется обращать особое внимание на некоторые элементы и точки. Элементом, увеличивающим опасность паразитных связей, является разъем. Через него все сигнальные проводники проходят параллельно на небольшом расстоянии друг от друга, что благоприятствует образованию связей. Простой метод экранирования — разделить сигнальные контакты на разъеме контактами с потенциалом земли. Кроме того, несколько контактов, занятых под землю, уменьшают результирующее сопротивление подключения параллельно соединенных контактов к земляной шине, и контактное сопротивление остается низким даже по мере старения платы.

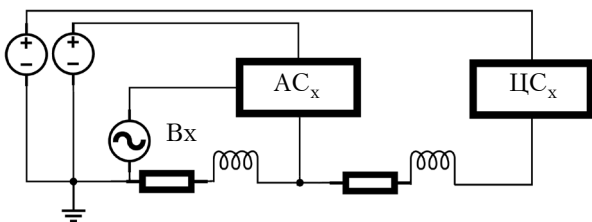


Рис. 1. Цифровой ток возврата создает напряжение ошибки в аналоговом тракте (AC_x — аналоговая схема; $ЦС_x$ — цифровая схема)

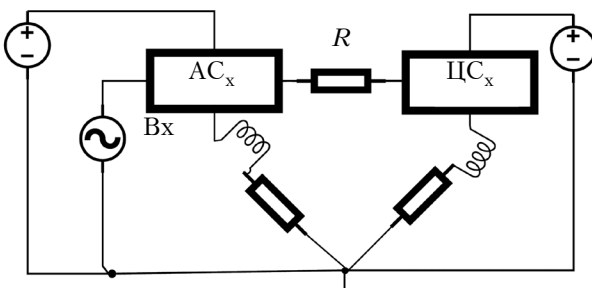


Рис. 2. Исключение модуляции аналогового тока цифровым в аналого-цифровых малоразмерных каскадах

Питание

С шумами было меньше проблем, когда прецизионные аналоговые схемы питались от малошумящих линейных источников. Сейчас стали популярными импульсные источники питания благодаря таким своим достоинствам, как высокий КПД, малые размеры, масса и рассеиваемая в виде теплоты мощность, но при этом для них характерен высокий выходной шум, охватывающий широкий диапазон частот. Помехи, связанные с переключением импульсного преобразователя на основной частоте, преобладают в суммарном спектре выходных шумов. Как правило, диапазон рабочих частот неизолированных DC/DC-преобразователей составляет примерно 0,5–3 МГц. Опасность представляют как наводимые, так и излучаемые помехи. Удачная топология печатных плат ослабляет излучения источника. С той же целью следует правильно выполнять заземление, использовать фильтрацию нежелательного излучаемого сигнала и уменьшать, насколько возможно, крутизну фронтов импульсов выбором менее быстродействующих микросхем либо включать в цепь сигнала резистор (R на рис. 2). Входная емкость типового КМОП-вентиля составляет несколько пикофарад. Вместе с ней включенный резистор образует фильтр и замедлит скорость переключения. Излучающие участки следует по возможности экранировать и отдалять от чувствительных приемников схемы. Приемник помех можно защитить от помехи фильтрацией на линиях питания и сигнала, контролем уровня импеданса, грамотным выбором типов конденсаторов и резисторов, использованием ферритов для фильтрации радиочастотных шумов.

Сравнение и выбор схем распределения электропитания производится по падению напряжения, нагрузочной способности по току, легкости монтажа, ремонтпригодности. С одной стороны, необходимо иметь в виду активные элементы, обеспечивающие обработку полезного сигнала. Аппаратура работает надежно в том случае, если падение напряжения на шинах питания не превышает критического уровня для выбранной серии микросхем. С другой стороны, нужно также думать о помехах. Чтобы минимизировать потери в цепях питания для обеспечения идентичных условий работы всех элементов, нагруженных на один источник питания, нужно задаться максимально допустимым уровнем помехи, возникающей при потреблении элементами энергии в статичном режиме. Тогда можно установить требования к допустимому сопротивлению шин питания, рассчитать максимально допустимое значение индуктивности отрезка

шины между активными элементами и на основе компоновочной схемы аппаратуры выбрать способ разводки и геометрию — длину, форму и площадь поперечного сечения шин.

Если разводка питания на печатной плате осуществляется последовательно, то в худшем с точки зрения помехозащищенности положении находится элемент схемы, наиболее удаленный от начала шины питания. Поэтому разводку следует проводить либо параллельно, либо в виде замкнутых контуров. Такая конструкция по своим электрическим параметрам приближается к сплошным плоскостям питания. Для защиты от влияния внешнего помехонесущего магнитного поля по периметру платы полезно предусмотреть замкнутый контур [12].

Если в устройстве аналоговая и цифровая земляные шины разделены, то АЦП, ЦАП и другие схемы со смешанными сигналами следует заземлять на аналоговую шину проводниками минимальной длины, чтобы исключить разность потенциалов между двумя земляными шинами, которая приводит к неприятным последствиям. Выводы цифрового и аналогового питания можно дополнительно изолировать друг от друга ферритовой бусиной, как показано на рис. 3.

В высококачественных импульсных схемах в качестве формирователей тактовых импульсов АЦП или ЦАП должны использоваться кварцевые генераторы с низким фазовым шумом, поскольку он приводит к модуляции аналогового входного и выходного сигналов, увеличивает общий шум и искажает форму сигнала. Генератор тактовых импульсов должен быть изолирован от помех цифровых схем и тоже развязан на аналоговую землю.

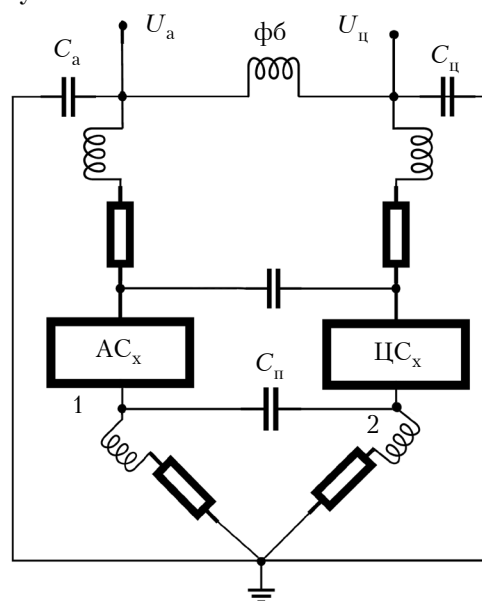


Рис. 3. Разделение цифрового и аналогового питания (фб — ферритовая бусина)

Для уменьшения помех в цепях питания традиционно применяют индивидуальные сглаживающие конденсаторы. Ими связывают между собой по высокой частоте шины питания и нулевого потенциала (C_a и C_{Π} на рис. 3), только подсоединять их следует как можно ближе к точкам подключения активных элементов (особенно C_{Π}), чтобы минимизировать паразитную индуктивность проводников. Конденсаторы тоже должны быть с низкой индуктивностью.

В связи с тем что конденсаторы заряжаются до уровня источника питания, создаются условия, при которых каждый подключенный к шинам элемент оказывается как бы нагружен на индивидуальный источник питания. Конденсаторы могут устанавливаться по одному на группу корпусов в пределах ячейки или даже непосредственно у каждого элемента. Емкость конденсатора выбирают исходя из условий равенства заряда, накапливаемого конденсатором за время переключения вентиля, заряду, переносимому выбросом тока за то же время [1]. Емкость C_{Π} обычно меньше 100 нФ. Напряжение на конденсаторе может колебаться в пределах, равных допустимой помехе в шинах питания.

На рис. 3 все индуктивности, конденсаторы и сопротивления паразитные, кроме C_a , C_{Π} и ферритовой бусины. Напряжение точки 2, возникшее из-за быстро изменяющихся цифровых токов, неизбежно будет передаваться через C_{Π} в точку 1 (аналоговую часть преобразователя). Приведенная на рис. 3 схема не является универсальной, но она показывает механизм влияния цифровой части преобразователя на аналоговую, понимание и учет которого необходимы для поиска лучшего решения проблем конкретных схем при проектировании.

Необходимо также правильно выбирать диоды выпрямителя, поскольку ток обратного восстановления полупроводникового диода приводит к дополнительным радиочастотным помехам. Обратное восстановление стандартных диодов является причиной появления в источниках питания гармоник промышленной частоты вплоть до 10 МГц, и даже выше. Чем резче восстановление, тем большие радиочастотные помехи возникают. Резкое восстановление диода возбуждает контур, состоящий из емкости $p-n$ -перехода и паразитных индуктивностей схемы. Для снижения влияния эффекта обратного восстановления в выпрямителях используют RC -демпферы. Здесь вместо стандартных диодов (производимых с использованием двойного диффузионного процесса) предпочтительнее применять эпитаксиальные, изготовленные по технологии FRED [15]. Такие диоды отличаются пониженным током и плавностью обратного восстановления,

низким прямым падением напряжения и низким током утечки, благодаря чему можно уменьшить динамические потери и электромагнитные наводки в мощных высокочастотных импульсных преобразователях и даже исключить потребность в демпферах, поскольку в этом случае энергия сигнала будет недостаточной для возбуждения резонансного контура.

Наиболее простой способ снижения напряжения шумов в стабилизаторах напряжения питания заключается в том, что на выходе устанавливается конденсатор, а в случае применения регулируемых стабилизаторов — еще и на выводе регулирования выходного напряжения. Установка дополнительного конденсатора на большинстве стабилизаторов напряжения может позволить снизить уровень шумов в очень широком диапазоне частот за исключением определенной узкой полосы вокруг резонансной частоты контура, образованного индуктивной составляющей выходного сопротивления стабилизатора и входной емкостью в цепи нагрузки. Частота, на которой может появиться такой пик, скорее всего, окажется в диапазоне 10–100 кГц. Амплитуда этого пика в спектре шумов будет изменяться в зависимости от добротности эквивалентного резонансного контура, на которую основное влияние оказывает эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) выходного конденсатора.

Выходное полное сопротивление стабилизаторов может значительно изменяться в зависимости от силы тока нагрузки и установленного выходного напряжения, которые в свою очередь влияют на центральную частоту шумового пика. Увеличение тока нагрузки вызывает уменьшение выходной индуктивной составляющей, которое продолжается до тех пор, пока доминирующими составляющими выходного сопротивления не станут сопротивление ограничителя тока, сопротивление проводников, соединяющих кристалл транзистора с выводами, и сопротивление самих выводов.

В большинстве случаев наличие на выходе источника питания шумовой составляющей в несколько микровольт на указанных выше частотах не вызывает каких-либо проблем. Однако в тех случаях, когда схема разрабатываемого устройства особо чувствительна к уровню шумов в цепях питания на какой-то определенной частоте, разработчик может подобрать подходящий конденсатор для фильтрации выходного напряжения стабилизатора и спроектировать его выходную цепь так, чтобы пик в спектре шумов не попадал в интересующий диапазон. В малошумящих устройствах следует избегать применения конденсаторов с низким эквивалентным последовательным сопротивлением. Для эффективно-

го подавления шумов на выходе стабилизатора можно использовать электролитический конденсатор емкостью более 50 мкФ, а если стабилизатор регулируемый — еще один конденсатор емкостью хотя бы 1 мкФ на выводе «регулировка». Кроме того, поскольку изменение тока нагрузки или выходного напряжения могут изменить индуктивную составляющую выходного сопротивления и сдвинуть частоту пика шумов, работу схемы необходимо проверять во всем диапазоне эксплуатационных токов нагрузки и выходных напряжений.

Электронные компоненты

В число компонентов фильтров источников питания входят конденсаторы. Конденсатор характеризуется главным образом тем, что накапливает заряд под воздействием приложенного напряжения, а схема замещения реального конденсатора содержит сопротивление, емкость и индуктивность.

Чтобы сравнивать параметры конденсаторов, их можно условно разделить на три типа, существенно отличающиеся по конструкции и используемому диэлектрику: электролитические, пленочные и керамические.

Электролитические конденсаторы обладают большой емкостью, но также и большим ЭПС и низкой предельной рабочей частотой — например, у алюминиевых она ниже 100 кГц. В этом отношении танталовые конденсаторы несколько лучше: их импеданс с ростом частоты уменьшается вплоть до МГц-диапазона, что позволяет использовать эти конденсаторы в современных источниках питания на частотах в сотни кГц. Полярные электролитические конденсаторы «боятся» обратного напряжения. Относительно высокие токи утечки (до десятков мкА) связаны с конструктивными особенностями. Электролитические конденсаторы с такими параметрами хороши для низкочастотных фильтров, а для высоких частот лучше использовать керамические.

Первостепенное влияние на характеристики реального конденсатора, помимо емкости, оказывают его эквивалентная последовательная индуктивность (**ЭПИ**) и эквивалентное последовательное сопротивление. Какого бы типа ни был диэлектрик, основным элементом потенциальных потерь фильтра будет ЭПС, входящее в эквивалентную схему конденсатора как паразитное сопротивление. Оно разное для разных частот и зависит от температуры. ЭПИ также является источником высокочастотных потерь.

Пленочные конденсаторы характеризуются небольшой удельной емкостью, поэтому они не подходят для малогабаритной аппаратуры, а вы-

сокая добротность на практике может привести к появлению паразитных резонансов фильтра, т. е. источников дополнительных помех, и к его усложнению. Пленочные конденсаторы, имеющие форму цилиндра, обладают вполне конечной индуктивностью, ограничивающей их применимость в высокочастотных фильтрах. В таких случаях нужно использовать безындуктивные конденсаторы. К ним относятся пакетные пленочные конденсаторы, в которых обкладки не сворачиваются в цилиндр, а нарезаются в виде небольших листовых секций. Конденсаторы должны иметь короткие выводы, а еще лучше — быть безвыводными (для поверхностного монтажа).

Для частот выше нескольких МГц (вплоть до ГГц) больше всего подходят керамические конденсаторы благодаря их малым размерам, высокой диэлектрической проницаемости, низким потерям, малому температурному коэффициенту сопротивления. Самые высокочастотные — многослойные микрокерамические из-за своей сверхнизкой индуктивности. Верхняя пропускная частота фильтра ограничивается частотой собственного резонанса конденсатора, зависящей от паразитных параметров — она должна лежать выше полосы пропускаемых частот.

Множество включенных параллельно пластин (**рис. 4**) из хорошо проводящего материала обуславливают очень низкий ЭПС многослойных керамических конденсаторов, что наряду с широким набором значений емкости (вплоть до десятков мкФ) обеспечило их популярность. Однако существуют побочные эффекты, которые ограничивают применение таких конденсаторов. В керамических конденсаторах большой емкости используются диэлектрики X7R, X5R и Y5V, диэлектрическая проницаемость которых, а вместе с ней и емкость, сильно зависит от температуры и приложенного напряжения. При достаточно жестких требованиях к стабильности номинала, например, во времязадающих цепях, лучше подходит диэлектрик X7R как более стабильный или NPO (COG), у которого самая высокая температурная стабильность, а ем-

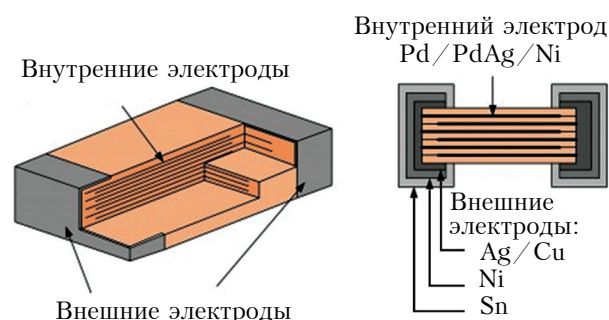


Рис. 4. Структура многослойного керамического конденсатора [16]

кость, хотя и небольшая, не зависит от частоты и приложенного напряжения. Для сглаживающего конденсатора стабильность номинала не является критичным параметром, поэтому можно использовать керамику Y5V, из которой получают детали меньших габаритов и более низкой стоимости с исключительно большими значениями емкости.

Когда влияние ЭПС мало, полное сопротивление на высоких частотах определяет ЭПИ. Поскольку индуктивность конденсатора зависит от размера пластин, контактные площадки конденсаторов для поверхностного монтажа стали выводить на длинные стороны корпуса. Небольшая величина эквивалентной последовательной индуктивности, которая для большинства корпусов под поверхностный монтаж колеблется в диапазоне от 500 пГн до 1 нГн, вместе с емкостью 10 мкФ приведет к возбуждению паразитного контура на частоте 5 МГц, которая может оказаться в полосе пропускания тракта обработки данных.

Важно, чтобы диэлектрик конденсатора не являлся пьезоэлектриком, не был подвержен микрофонному эффекту. Однако диэлектрик многослойных керамических конденсаторов чаще всего содержит титанат бария — классический материал для пьезодатчиков, поэтому при механических воздействиях появление паразитного сигнала в тракте гарантировано.

Еще одним следствием пьезоэлектрического эффекта является то, что конденсатор вибрирует от приложенного к нему переменного напряжения, что вызовет проблемы, если рабочая частота будет находиться в звуковом диапазоне.

Керамические проходные конденсаторы обеспечивают надежную защиту от внутренних помех, а благодаря своей компактности они удобны для использования в фильтрах электромагнитной совместимости. Основные свойства этих конденсаторов: низкие электрические потери; значительное подавление помех; работа на радиочастотах; компактность; широкий диапазон рабочих температур (от -40 до 125°C); низкая стоимость по сравнению со сложными помехоподавляющими фильтрами на основе фильтрующих цепей. В обычных керамических конденсаторах паразитные индуктивности соединены последовательно (рис. 5), а в проходных — параллельно (рис. 6), из-за чего суммарная паразитная индуктивность в четыре раза меньше, чем в обычных. Еще одно удобство для конструктора — возможность их использования на пересекающихся проводниках, если выходные контакты сформированы не только на торцах, но и на длинных сторонах корпуса (рис. 7).

Более выгодно и эффективно применять блоки проходных конденсаторов. Конечная величина эквивалентного последовательного сопротивления, присущая всем конденсаторам, относится к негативным паразитным параметрам. Полезно использовать параллельно соединенные конденсаторы: такое соединение уменьшает ЭПС и индуктивность конденсатора и увеличивает емкость. С другой стороны, это сопротивление может сыграть и положительную роль: будучи по сути демпфирующим элементом, ЭПС может помочь в подавлении резонансных пиков фильтров и заменить тем самым резистор, ко-

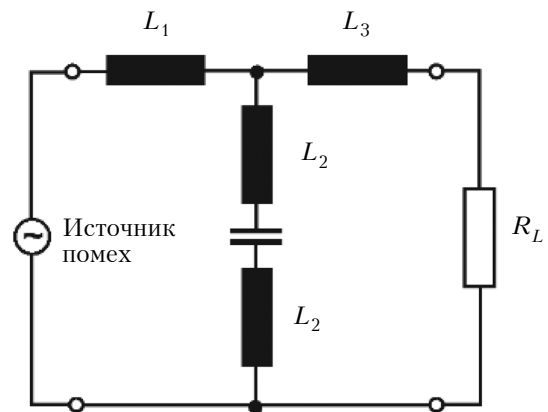


Рис. 5. Эквивалентная электрическая цепь стандартного керамического конденсатора (R_L — нагрузочное сопротивление)

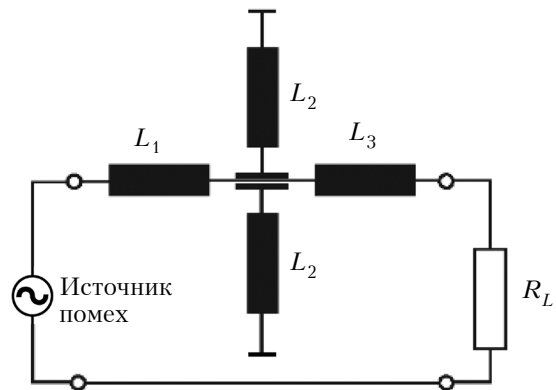


Рис. 6. Эквивалентная электрическая цепь проходного конденсатора.

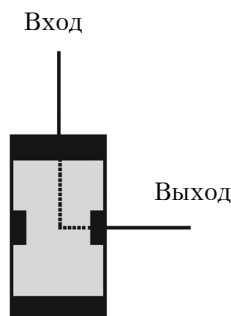


Рис. 7. Подключение проходного конденсатора к пересекающимся проводам

торый для этих целей иногда специально включают в схему последовательно с конденсатором.

У большинства электролитических конденсаторов наблюдается область низкодобротного последовательного резонанса длиной в несколько октав, не приносящего большого вреда. Таким образом, низкую добротность электролитических конденсаторов можно использовать для подавления резонансных пиков. Правда, такие конденсаторы, к сожалению, не применяются на высоких частотах, и здесь вместо электролитических лучше использовать многослойные керамические конденсаторы. Если на низких частотах их преимущества перед электролитическими заключаются, главным образом, в размерах и температурном диапазоне, то при приближении к 1 МГц они подавляют помехи в 10 раз сильнее танталовых и в 100 раз сильнее алюминиевых при одинаковой номинальной емкости. Несмотря на то, что многослойные керамические конденсаторы имеют меньшие размеры, они медленнее нагреваются, а также лучше выдерживают кратковременные скачки напряжения.

Следует отметить, что электролитические конденсаторы необходимо выбирать с большим запасом по напряжению, поскольку импульсные источники питания в момент включения и выключения могут генерировать импульсы амплитудой до нескольких значений выходного напряжения.

Резисторы устроены проще конденсаторов, но и их нельзя использовать только интуитивно. Собственный шум резистора — важная характеристика, представляющая собой помеху для полезного сигнала и накладывающая ограничения на чувствительность различных схем. Шумы представляют собой переменное напряжение, характеризующееся непрерывным широким спектром и одинаковой интенсивностью частотных составляющих.

Имеют место два вида шумов: тепловые и токовые. Тепловые шумы возникают во всех типах резисторов из-за изменения объемной концентрации электронов в проводнике за счет их теплового движения, и поэтому между любыми точками проводника возникает напряжение колебательного характера. Токовые шумы возникают в проводниках с зернистой структурой из-за изменения контактного сопротивления между зернами проводящего элемента (разрушение контакта, спекание частиц, электрохимические процессы, механические вибрации). Величина шума зависит от длины проводящего элемента, размера зерен и сопротивления: чем больше сопротивление, дисперснее структура и длиннее резистивный элемент, тем токовые шумы меньше.

Таким образом, на концах резистора проявляется переменная составляющая напряжения

различных частот. Действующее значение этой переменной составляющей напряжения E_m , отнесенное к постоянному напряжению U_r , приложенному к резистору, называется уровнем собственных шумов: $N = E_m/U_r$ [мкВ/В], который в значительной степени зависит от качества контакта между резистивным элементом и выводами.

Выбрать подходящий резистор разработчику аппаратуры легче, чем конденсатор, поскольку большинство типов имеют или включают варианты с низким уровнем собственных шумов. Почти все показатели высоки у металлопленочных резисторов, в которых в качестве резистивного элемента используется тонкая пленка специального сплава или металла, нанесенная на изоляционное основание методом вакуумного испарения или катодного напыления.

К пленочным можно отнести углеродистые и бороуглеродистые резисторы, поскольку их проводящий элемент представляет собой пленку пиролизического углерода, полученную путем разложения углеводородов в вакууме или среде инертного газа при высокой температуре (940—1000°C). Им присущ низкий уровень токовых шумов.

Незначителен собственный шум и у проволочных сопротивлений, но велика собственная емкость, а индуктивность нужно анализировать. Отношение величины индуктивности к сопротивлению пропорционально диаметру провода, поэтому их соотношение будет возрастать при использовании более толстого провода. Из-за этого индуктивность резисторов, в которых использован низкоомный провод, высока, а у резисторов со сколько-нибудь значительным сопротивлением (больше 10 кОм) индуктивность пренебрежимо мала.

Металлофольговые резисторы, в которых резистивный элемент выполняется из фольги (манганин, константан, никель с молибденом и чистый никель) толщиной 0,002—0,1 мм, прикрепленной к изоляционной подложке плоской или цилиндрической формы, обладают достоинствами проволочных (низкий уровень шумов, высокая точность (до $\pm 0,001\%$) и стабильность) и пленочных (технологичность, широкий частотный диапазон и диапазон номинальных значений — до десятков МОм) резисторов. Однако следует иметь в виду их высокую тензочувствительность, благодаря которой появилась еще одна область применения металлофольговых резисторов — в качестве тензодатчиков. Выпускаются тензорезисторы прямоугольного и розеточного типа, предназначаются они для измерения деформации деталей машин, металлоконструкций и т. д. при статических на-

грузках, а также в качестве чувствительных элементов силоизмерительных датчиков в условиях макроклиматических районов с умеренным и холодным климатом.

Для рассматриваемых целей следует исключить использование таких элементов, как композиционные резисторы и объемного, и пленочного типов, проводящий слой которых состоит из смеси проводящего элемента, например графита или сажи, с органическими или неорганическими связующими (фенольные и эфирные смолы) и наполнителем, пластификатором, отвердителем. Композиционные резисторы обладают немалыми достоинствами, однако использовать их в высокочастотной и точной аппаратуре не позволяет высокий уровень шумов, а также зависимость некоторых параметров от частоты, что является следствием зернистой структуры композиционных материалов.

Несколько особняком стоят толстопленочные резистивные структуры. Толстопленочная технология, используемая в течение десятилетий как в коммерческих, так и в специализированных изделиях электроники, снова вызывает повышенный интерес. Это можно объяснить увеличением использования керамических микроэлектромеханических систем (**C-MEMS**) и потребностью отрасли связи в электронных схемах с большими функциональными возможностями без увеличения массы, повышенной надежностью и соблюдением экологических требований. C-MEMS, собранные по толстопленочной технологии, содержат одновременно датчик, исполнительные элементы и электронные схемы для обработки сигналов. Кроме того, толстая пленка, основной структурный элемент толстопленочной технологии, используется и как чувствительный, и как резистивный элемент.

Это новое применение толстопленочных резистивных материалов приводит к уменьшению размеров резисторов, более высоким допускам и дополнительному использованию скрытых возможностей. С другой стороны, расширение использования толстопленочных устройств в системах связи требует лучшего знания источников шума в резистивных пленках и связанных с ними эффектов паразитной модуляции в этих устройствах. Измерения низкочастотных шумов могут быть использованы для оценки этих сложных структур.

Низкочастотный шум в толстопленочных резисторах зависит от их микроструктуры, потому его можно использовать для отслеживания структурных изменений, вызванных различными видами и величиной напряжений, влияющими на надежность пленки. Связь между низкочастотным шумом и структурой толстых резистивных пленок в основном исследовалась экспериментально [17]. Теоретический анализ проводился на основе модели низкочастотного шума

в толстопленочных структурах, предполагающей тесную взаимосвязь механизмов шума и проводимости. Такой анализ не позволяет сформулировать однозначные рекомендации из-за довольно сложной микроструктуры толстой пленки. Больше всего усложняет проблему разнообразие параметров, которые должны быть приняты во внимание, особенно в условиях одновременной механической и высоковольтной импульсной электрической нагрузки на резистивную пленку. Механическая деформация приводит к обратимому изменению сопротивления из-за того, что изменяются условия переноса заряда. Это влияет как на металлическую проводимость, так и на туннелирование через энергетические барьеры из-за изменения ширины барьера. Приложение электрического напряжения приводит к устойчивому изменению высоты барьера и сопротивления. Наличие различных видов напряжения в резистивных пленках (механических, электрических и совместных) и изменение их интенсивности влияют на параметры низкочастотного шума и могут привести к изменению структуры пленки вплоть до ее разрушения.

Заключение

Аспектам обеспечения электромагнитной совместимости в практике проектирования РЭС уделяется недостаточного внимания, что обусловлено как формальными причинами (отсутствие требований в техническом задании), так и по неясности причин возникновения электромагнитных помех и степени их влияния на функционирование РЭС. В любом случае это снижает качество РЭС, поскольку создаваемая продукция должна соответствовать определенному классу по помехоустойчивости и не являться источником радиопомех.

Проведенный анализ специальных характеристик элементной базы, а также опыт построения источников питания и заземления должны помочь разработчикам РЭС добиться уменьшения шумов в формируемых каналах высокоскоростной обработки данных.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Чернышев А. А. Основы конструирования и надежности электронных вычислительных средств. Учеб. для вузов. — Москва: Радио и связь, 1998.
2. Пудовкин А. П., Панасюк Ю. Н., Чернышова Т. И. Электромагнитная совместимость и помехозащищенность РЭС: Учебное пособие. — Тамбов: Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2013.
3. Зяблов В. В., Коробков Д. Л., Портной С. Л. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах. — Москва: Радио и связь, 1991.
4. Kumar A. A., Makur A. Improved coding-theoretic and subspace-based decoding algorithms for a wider class of DCT and DST codes // IEEE Transactions on Signal Processing. — 2010. — Vol. 58, iss. 2. — P. 695–708.
5. Сандульский А. А., Маковеев Д. О. Оценка пропускной способности одночастотной синхронной сети цифрового вещания в условиях собственных помех // Цифровые технологии. — 2016. — № 9. — С. 103–110.
6. Ромашенко М. А. Конструкторско-технологические аспекты обеспечения ЭМС при разработке РЭС // Вестник

Воронежского государственного технического университета. — 2010. — С. 149–152.

7. Хабигов Э. Электромагнитная совместимость. Основы ее обеспечения в технике. — Москва: Энергоатомиздат, 1995.

8. Шваб А. И. Электромагнитная совместимость. — Москва: Энергоатомиздат, 1998.

9. Уильямс Т. ЭМС для разработчиков продукции. — Москва: Издательский Дом «Технологии», 2003.

10. Барнс Дж. Электронное конструирование: Методы борьбы с помехами. — Москва: Мир, 1990.

11. Ott H. Noise reduction techniques in electronics systems. — New York: John Wiley & Sons, 1988.

12. Кечиев Л. Н. Проектирование системы распределения питания печатных узлов электронной аппаратуры. — Москва: Грифон, 2016.

13. Kester W., Bryant J. Grounding in high speed systems, high speed design techniques // Analog Devices. — 1996. — Chapter 7. — P. 7–27.

14. Cain J. Parasitic inductance of multilayer ceramic capacitors // AVX Corporation. — Technical Information. — S-PIMCC2.5M697-N. — 2002.

15. Burkel R., Schneider T. Fast recovery epitaxial diodes (FRED) characteristics-applications-examples // Application Notes and Technical Information. — 1999.

16. Гавриков В. Многослойные, керамические: MLCC-конденсаторы // Новости электроники. — 2017. — №11.

17. Stanimirovic' Iv. Thick-film resistor failure analysis based on low-frequency noise measurements. // Chapter 5 in book «Failure analysis and prevention» / Ed. by Aidy Ali. — 2017. <https://www.intechopen.com/books>.

Дата поступления рукописи
в редакцию 05.03 2019 г.

О. М. ТИНИНИКА

Україна, Одеський національний політехнічний університет

E-mail: polalek562@gmail.com

КОНСТРУКТОРСЬКІ МЕТОДИ ЗМЕНШЕННЯ ШУМІВ І ЗАВАД У КАНАЛАХ ІЗ ЗОСЕРЕДЖЕНИМИ ПАРАМЕТРАМИ ПРИ ВИСОКОШВИДКІСНІЙ ОБРОБЦІ ДАНИХ

Стаття присвячена аналізу методів і правил електронного конструювання радіоелектронних засобів, які забезпечують високу завадостійкість і електромагнітну сумісність. Розглянуто причини виникнення завад через невдалі конструкторські рішення при побудові дискретно-аналогових каналів перетворення інформації. Надано практичні рекомендації щодо вибору елементної бази, конструювання заземлення та джерел живлення. Актуальність цих завдань обумовлена вимогами до підвищення швидкодії напівпровідникових приладів і електронних схем в цілому та зменшення амплітуди робочих сигналів цифрових пристроїв, а також проблемами зростання впливу між'єднань і компонування вузлів на стійкість і швидкодію електронних пристроїв і систем, питаннями зниження трудомісткості та матеріальних і часових витрат на пошук і усунення причин низької завадостійкості електронних пристроїв.

Зі зростанням швидкодії і щільності компонування елементів забезпечення завадостійкості та електромагнітної сумісності між різними пристроями і системами стає найважливішим завданням конструювання радіоелектронних систем в цілому. Під час конструкторської реалізації будь-якої електронної схеми неминує враховуватися додаткові паразитні параметри резистивного, індуктивного і ємнісного характеру, які можуть погіршити швидкодію і завадостійкість реальної конструкції в неприпустимих межах чи навіть привести до повної втрати робоспроможності. Особливо сильно впливає конструкція та монтаж на роботу надшвидкісних (високошвидкісних) схем і пристроїв — тут забезпечення системної швидкодії, завадостійкості та електромагнітної сумісності стають основними критеріями якості електронної конструкції.

Проведений аналіз спеціальних характеристик елементної бази, а також досвіду побудови джерел живлення і заземлення має допомогти розробникам радіоелектронних засобів добитися зменшення шумів в формованих каналах високошвидкісної обробки даних.

Ключові слова: дискретно-аналоговий канал, електронне конструювання, завади, завадостійкість, вибір елементної бази.

DOI: 10.15222/TKEA2019.1-2.10

UDC 621396:004.3

A. N. TYNANYUKA

Ukraine, Odessa National Polytechnic University

E-mail: polalek562@gmail.com

DESIGN METHODS FOR REDUCING NOISE AND INTERFERENCES IN CHANNELS WITH LUMPED PARAMETERS IN HIGH-SPEED DATA PROCESSING

The article is devoted to the methods and rules of electronic design of radio electronic devices, which provide high stability and electromagnetic compatibility. The author considers how interferences may be caused by the unsuccessful design decisions when constructing discrete-analog channels of information conversion. The

paper gives practical recommendations for choosing appropriate element base, grounding and power sources. The urgency of these tasks is caused by the requirements for increasing the speed of semiconductor devices and electronic circuits in general and reducing the amplitude of the working signals of digital devices, as well as by the problems of increasing the impact of interconnections and the assembly of nodes on the stability and speed of electronic devices and systems, by the problems of reducing the production complexity, material and time consumption, and of finding and eliminating the causes of low noise immunity of electronic devices.

With the growth of the speed and layout density of the elements, ensuring the immunity of the electromagnetic interaction between different devices and systems becomes the most important task in construing the radio electronic systems in general. When designing any electronic circuit, one should inevitably allow for additional parasitic parameters of resistive, inductive and capacitive nature, which may unacceptably impair the performance and noise immunity of the actual design, or even lead to complete loss of functionality. Design and installation have a particular effect on the work of super-high-speed (high frequency) circuits and devices – here the provision of system speed, noise immunity and electromagnetic compatibility become the main criteria for the quality of electronic design.

The analysis of the special characteristics of the element base and of the experience of designing power sources and grounding, should help the developers of the electronic devices to reduce the noise in the shaped channels of high-speed data processing.

Keywords: discrete-analogue channel, electronic design, interference, noise immunity, choice of element base.

REFERENCES

1. Chernyshev A. A. *Osnovy konstruirovaniya i nadezhnosti elektronnykh vychislitelnykh sredstv. Ucheb. dlya vuzov* [Chernyshev A. A. Fundamentals of design and reliability of electronic computing facilities. Textbook for universities]. Moscow, Radio i svjaz, 1998, 448 p. (Rus)
2. Pudovkin A.P., Panasjuk Ju. N., Chernyshova T. I. *Elektromagnitnaja sovmestimost i pomehozashishennost RES. Uchebnoje posobie* [Electromagnetic compatibility and noise immunity of RED]. Tambov, FGBOU VPO "TG TU", 2013, 494 p. (Rus)
3. Zjablov V. V., Korobkov D. L., Portnoi S. L. *Vysokoskorostnaja peredacha soobshenii v realnykh kanalakh* [High-speed messaging in real channels]. Moscow, Radio i svjaz, 1991, 228 p. (Rus)
4. Kumar A.A., Makur A. Improved coding-theoretic and subspace-based decoding algorithms for a wider class of DCT and DST codes. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, vol. 58, iss. 2, pp. 695-708.
5. Sandulskii A. A., Makoveenko D. O. [Evaluation of the bandwidth of a single-frequency synchronous network of digital broadcasting in terms of its own interference]. *Tsifrovye tehnologii*, 2016, no. 9, pp. 103-110. (Rus)
6. Romaschenko M. A. [Design and technological aspects of providing EMC in the development of RED]. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo mehnicheskogo universiteta*, 2010, pp. 149-152. (Rus)
7. Habiger E. *Elektromagnitnaja sovmestimost. Osnovy ee obespechenija v mehnike* [Electromagnetic compatibility. The basics of its provision in technology]. Moscow, Energoatomizdat, 1995, 304 p. (Rus)
8. Shvab A. J. *Elektromagnitnaja sovmestimost* [Electromagnetic compatibility]. Moscow, Energoatomizdat, 1998, 468 p. (Rus)
9. Williams T. *EMS dlja razrabotchikov produktcii* [EMC for product developers]. Moscow, Izdatelskii Dom "Tehnologii", 2003, 504 p. (Rus)
10. Barnes J. *Elektronnoe konstruirivanie: Metody borby s pomехami* [Electronic Design: Methods of dealing with interference]. Moscow, Mir, 1990, 238 p. (Rus)
11. Ott H. *Noise Reduction Techniques in Electronics Systems*. New York, John Wiley & Sons, 1988.
12. Kechiev L. N. *Proektirovanie sistemy raspredelenija pitaniya pechatnykh uzlov elektronnoi apparatury* [Designing the power distribution system of printed-circuit assemblies of electronic equipment]. Moscow, Grifon, 2016, 400 p. (Rus)
13. Kester W., Bryant J. Grounding in High Speed Systems, High Speed Design Techniques. *Analog Devices*, 1996, Chapter 7, pp. 7-27.
14. Cain J. Parasitic inductance of multilayer ceramic capacitors. *AVX Corporation. Technical Information*. – S-PIMCC2.5M697-N. 2002. [http://www.avx.com/docs/techinfo/ceramic capacitors parasitic/pdf](http://www.avx.com/docs/techinfo/ceramic%20capacitors%20parasitic/pdf)
15. Burkel R., Schneider T. Fast Recovery Epitaxial Diodes (FRED) Characteristics-Applications-Examples. *Application Notes and Technical Information*, 1999.
16. Gavrikov V. [Multilayer, ceramic: MLCC-capacitors]. *Novosti Elektroniki*, 2017, no.11. (Rus)
17. Stanimirovic' Iv. Thick-film resistor failure analysis based on low-frequency noise measurements. *Chapter 5 in book «Failure analysis and prevention»*. Ed. by Aidy Ali. 2017. <https://www.intechopen.com/books>.

Описание статьи для цитирования:

Тыныныка А. Н. Конструкторские методы уменьшения шумов и помех в каналах с сосредоточенными параметрами при высокоскоростной обработке данных. А. Н. Тыныныка *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2019, № 1-2, с. 10–19. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.1-2.10>

Cite the article as:

Tynnyka A. N. Design methods for reducing noise and interferences in channels with lumped parameters in high-speed data processing. A. N. Tynnyka *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2019, no. 1-2, pp. 10-19. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.1-2.10>

К. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО

Украина, г. Киев, НПП «Сатурн»

E-mail: gen-nto@ukr.net

МИКРОПОЛОСКОВЫЕ УДВОИТЕЛИ СВЧ С НЕТРАДИЦИОННОЙ РЕАЛИЗАЦИЕЙ

Рассмотрены известные схемно-технологические принципы создания микрополосковых СВЧ-умножителей. Проведен анализ особенностей, проблем и недостатков, возникающих при их реализации. Сформирован перечень обязательных требований и условий, необходимых для реализации СВЧ-умножителей. Продемонстрировано, что особенности функционирования микрополоскового направленного фильтра бегущей волны идентичны условиям и требованиям реализации балансных умножителей. На примере модификации структурной схемы направленного фильтра в схему умножителя подтверждена возможность создания СВЧ-удвоителя за счет выделения заданной частоты из спектра частот кольцевого резонатора бегущей волны.

Ключевые слова: умножитель, СВЧ, микрополосковая линия, спектр частот, нелинейный элемент, бегущая волна, направленный фильтр, кольцевой резонатор.

Умножители частоты применяются в радиоэлектронных устройствах для формирования спектрально чистых синусоидальных сигналов в диапазоне частот от единиц до десятков гигагерц. Они реализуются путем умножения частоты высокостабильных, но более низкочастотных устройств с последующим выделением необходимых гармоник из спектра частот полученного СВЧ-диапазона. При этом выделенные после умножения (заданные) частоты обладают существенно более высокими энергетическими, спектральными и диапазонными характеристиками, что позволяет использовать их в качестве гетеродинов и синтезаторов в приеме-передающих системах.

Из анализа известных публикаций об СВЧ-умножителях, например [1–6], следует, что все они объединены общим признаком — для преобразования (умножения) частоты в них обязательно используются нелинейные свойства активных полупроводниковых приборов. В качестве последних могут применяться как одиночные диоды или сложные многодиодные структуры, так и транзисторы.

Необходимо также отметить, что характеристики каждого умножителя существенно зависят от особенностей использованных полупроводниковых приборов, а также от параметров подводимого к ним электрического смещения. Из-за этого процесс подбора режимов смещения и оптимизации всех условий и требований, необходимых для реализации заданных характеристик умножителей, является не только длитель-

ным, но еще и достаточно сложным и трудоемким. Поскольку отмеченные сложности характерны для всех видов СВЧ-умножителей — независимо от схемно-конструктивной реализации (на базе волновода, коаксиала или полосковой линии) и диапазона рабочих частот (от сотен МГц до миллиметрового), практически каждое такое устройство является уникальным техническим решением, как это следует, например, из [4]. Очевидно, что в такой ситуации представляется вполне логичным желание реализовать СВЧ-умножитель (как минимум — удвоитель) без использования для преобразования частоты активных полупроводниковых приборов (то есть в пассивном режиме) и с отличным от традиционного режимом распространения электромагнитной волны.

Цель настоящей работы — теоретически обосновать и практически продемонстрировать возможность нетрадиционной, не требующей применения активных полупроводниковых элементов, реализации микрополоскового умножителя СВЧ-диапазона на базе направленного фильтра бегущей волны.

Особенности классических СВЧ-умножителей

Все известные умножители СВЧ, независимо от используемого типа линии передачи, можно разделить на три основных вида в соответствии с практической реализацией схемы: последовательная, параллельная или балансная [7]. При этом необходимо отметить, что большинство со-

временных СВЧ-устройств, включая и умножители частоты, создаются на основе микрополосковых линий (МПЛ) передачи.

Традиционно все умножители СВЧ на МПЛ, независимо от диапазона рабочей частоты, представляют собой устройство, состоящее из входного и выходного узлов, между которыми включен частотно-преобразовательный узел — нелинейный активный полупроводниковый элемент (НАПЭ). Примером такого устройства может служить схема удвоителя частоты миллиметрового диапазона, приведенная на рис. 1. На ней использованы следующие обозначения: МПЛ входа 1 и выхода 2, согласующие отрезки МПЛ 3, 4 и 5 на входе и выходе, а также холостые отрезки МПЛ радиальных линий 6, которые обеспечивают оптимальные величины импедансов, приведенных к активному элементу 7, для получения заданной кратности умножения частоты. Отметим, что в настоящее время в качестве активного элемента частотно-преобразовательного узла умножителей чаще всего применяются различные полупроводниковые структуры: диоды или транзисторы.

Гибридно-интегральный удвоитель, изображенный на рис. 1, изготовлен на диэлектрической подложке и представляет собой последовательную цепочку МПЛ-элементов СВЧ. Недостатком такой схемы умножителя является излишне высокий уровень побочных (паразитных) гармоник на выходе устройства, его работоспособность в узкой полосе частот, зависимость характеристик выходного сигнала от режимов питания активного элемента, сложность согласования частотно-преобразовательного узла с входной и выходной МПЛ умножителя, а также его нестабильность и нестойкость к воздействию внешних факторов.

Параллельная схема умножителя принципиально отличается от последовательной схемы только тем, что в частотно-преобразовательном узле устройства активные элементы (не менее двух) включены параллельно в цепочку МПЛ, в результате чего улучшаются некоторые характеристики умножителя. С точки зрения практической реализации более перспективной и эффективной представляется балансная схема умноже-

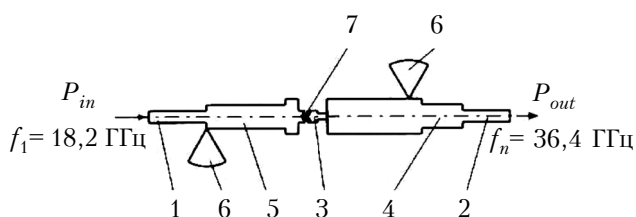


Рис. 1. Схема удвоителя частоты мм-диапазона в гибридно-интегральном исполнении [8]

ния. Например, наибольшее распространение в качестве СВЧ-удвоителя получила схема двухполупериодного выпрямителя — балансная схема умножения (удвоения) электромагнитных колебаний с симметрирующим трансформатором [9]. Эквивалентная схема такого умножителя состоит из входного инвертора-разветвителя, двух узлов частотного преобразования с НАПЭ и выходного сумматора (рис. 2).

Перспективность и эффективность балансной схемы микрополоскового СВЧ-удвоителя подтверждена тем, что современные и технологически наиболее развитые предприятия (например, ЗАО «НПФ «Микран», Hittite) освоили серийное производство таких устройств в широкой полосе частот с уровнем входного сигнала в диапазоне 30—100 мВт, потерями преобразования частоты порядка 13—15 дБ с неравномерностью не более 1,0 дБ и коэффициентом стоячей волны по напряжению (КСВН) входа/выхода не более 2,0.

В спектре частот на выходе удвоителя, реализованного по балансной схеме, возможно возникновение целого ряда комбинационных составляющих (паразитных гармоник). Для их подавления (не менее чем на 30 дБ по уровню на выходе устройства) применяют полосно-пропускающий фильтр (ППФ), настроенный на конкретную заданную выходную частоту.

Заданную кратность умножения определяют режимы цепи питания — постоянного напряжения смещения, подводимого к НАПЭ. Следовательно, цепи питания должны обеспечивать надежность и стабильность напряжения смещения как по уровню амплитуды, так и во времени. Этот фактор исключительно важен, поскольку влияет на оптимальную величину импедансов, приведенных к НАПЭ [4].

Также одним из основных параметров микрополоскового удвоителя является КСВН, который (по определению) означает, что в этом устройстве электромагнитные колебания распространяются в режиме стоячей волны. Соответственно, изменения импедансов в частотно-преобразовательном (умножительном) узле могут существенно нарушить этот режим и, следовательно, само функционирование удвоителя.

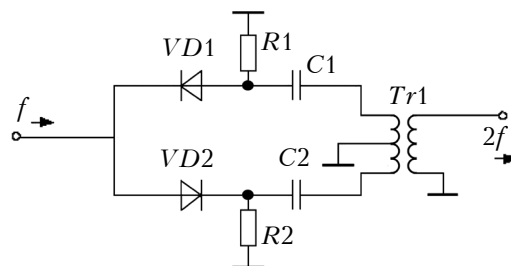


Рис. 2. Эквивалентная балансная схема СВЧ-удвоителя

Анализ характеристик известных умножительных устройств [10] позволил сформировать перечень основных условий, выполнение которых необходимо для реализации удвоителей (умножителей) на основе МПЛ:

- обеспечить максимально возможное согласование (КСВН) МПЛ входного и выходного узлов с регулярным СВЧ-трактом;

- на выходе устройства иметь максимальное подавление первой, третьей и четвертой гармоник входного сигнала относительно выходной гармоники;

- частотно-преобразовательный узел с НАПЭ, обеспечивающий заданную кратность умножения частоты, должен быть достаточно хорошо согласован с МПЛ входного и выходного узлов в возможно более широкой полосе частот.

Наиболее проблемным и трудоемким из перечисленных условий реализации микрополоскового СВЧ-удвоителя является третье. И поэтому вполне логичным оказывается стремление найти СВЧ-устройство с аналогичными характеристиками, в котором электромагнитная волна распространяется иным образом, например в режиме бегущей волны.

Направленный фильтр с резонатором бегущей волны

Известно [11], что для распространения СВЧ-электромагнитных колебаний (волн) по направляющим структурам (линиям передачи) возможны только два режима: стоячей волны, когда в линии передачи через каждые полволны возникают пучности и узлы напряженности, и бегущей волны, когда напряженность вдоль линии передачи всегда постоянна. Последнее свидетельствует и о том, что все элементы СВЧ-тракта хорошо согласованы между собой. Это также позволяет реализовать основные преимущества режима бегущей волны при использовании резонансных явлений — возможность согласования в рабочей полосе линии передачи за счет применения широкополосных направленных ответвителей (НО) и направленное разделение частотных каналов при сохранении согласования во всей полосе частот НО.

Названные преимущества рассматриваемого режима распространения СВЧ-колебаний (волн) реализованы в известном фильтре направленного типа, где применены объемные (волноводные) резонаторы бегущей волны [12]. Также известен и однотипный ему микрополосковый направленный фильтр бегущей волны (МНФБВ) [13], эквивалентная схема которого и базовая топология приведены на **рис. 3**.

Из эквивалентной схемы МНФБВ (**рис. 3, а**) видно, что он образован двумя четвертьволно-

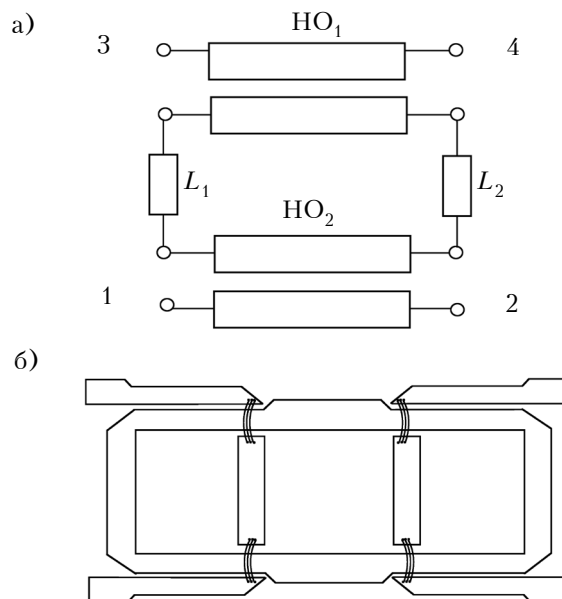


Рис. 3. Эквивалентная схема (а) и базовая топология (б) МНФБВ

выми ответвителями HO_1 и HO_2 на связанных МПЛ с переходным ослаблением 3 дБ, вторичные каналы которых, объединенные четвертьволновыми отрезками МПЛ L_1 и L_2 , образуют кольцевой резонатор бегущей волны. Причем очевидно, что для образования кольцевого резонатора ответвители HO_1 и HO_2 должны иметь автономный и цельный (безразрывный) вторичный канал. Однако такому требованию не отвечают известные микрополосковые ответвители с ослаблением 3 дБ — ни шлейфные, ни на многопроводной МПЛ типа Ланге, ни даже составные типа «тандем» [14].

Проблему удалось преодолеть, осуществив модификацию ответвителя типа «тандем». Характер проведенной модификации можно оценить, сравнив, как это показано на **рис. 4**, структурные схемы двух направленных ответвителей типа «тандем» — классического и модифицированного. Очевидно, что модифицированный НО (**рис. 4, б**) имеет уже безразрывный (цельный) вторичный канал, образованный вторичными каналами ответвителей HO_{11} и HO_{12} , которые соединены четвертьволновым отрезком МПЛ L_3 . Следовательно, электрическая длина такого вторичного канала уже не $\lambda/4$ (как у классического МНФБВ на **рис. 3, а**), а $3\lambda/4$ (как видно из топологии на **рис. 3, б**). Вторичные каналы НО типа «тандем» (входного и выходного), с электрической длиной $3\lambda/4$ каждый, объединены четвертьволновыми отрезками МПЛ L_1 и L_2 в замкнутое кольцо — резонатор бегущей волны. Его электрическая длина кратна длине распространяющейся электромагнитной волны, но уже равна $2\lambda_1$, где λ_1 — длина волны на входной ча-

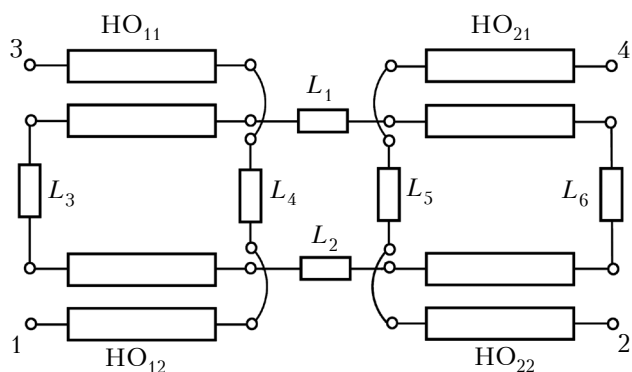


Рис. 5. Структурная схема МНФБВ

стоте f_1 . При этом эквивалентная схема рис. 3, а преобразуется в структурную схему МНФБВ, представленную на рис. 5.

Как видно из рис. 5, МНФБВ имеет только один резонансный элемент — резонатор в виде замкнутого кольца, по которому распространяется СВЧ-сигнал в режиме бегущей волны. Поскольку МНФБВ функционирует в режиме бегущей волны, то входная цепь 1–2 и выходная цепь 3–4 такого фильтра безусловно (по определению) согласованы как с МПЛ СВЧ-тракта, так и с кольцевым резонатором, в котором распространяются электромагнитные волны со спектром возможных частот: $f_0 = f_1/2$; f_1 ; $f_2 = 2f_1$; $f_3 = 3f_1$ и т. д. Следует отметить, что все элементы схемы рис. 5 — как отрезки МПЛ $L_1 \dots L_6$, так и ответвители НО₁₁, НО₁₂, НО₂₁ и НО₂₂ — имеют электрическую длину $\lambda_1/4$, где λ_1 — длина волны на входной частоте f_1 .

В представленной структуре МНФБВ (при фиксированной геометрии ответвителей) практически невозможно реализовать селекцию сигнала с частотой f_0 , а вот изменить резонансную частоту выходной цепи для выделения частот f_1 , f_2 и f_3 (при неизменной физической и электрической длине кольцевого резонатора) уже можно. Для этого достаточно изменить электрическую (и геометрическую) длину ответвителей НО₂₁ и НО₂₂.

Удвоитель частоты с резонатором бегущей волны

По аналогии с балансной схемой удвоителя частоты (см. рис. 2), в МНФБВ входной ответвитель НО₁ выполняет функцию инвертора-разветвителя, выходной ответвитель НО₂ — выходного сумматора, а кольцевой резонатор бегущей волны с электрической длиной, кратной длине волны λ_1 на его резонансной частоте, — узла преобразования частоты с НАПЭ. И поскольку ответвитель НО₂ — частотно-зависимый элемент, он является выходным сумматором МНФБВ с функцией полосового фильтра.

Если сопоставить названные функциональные роли узлов МНФБВ с ранее сформированными тремя основными условиями реализации балансных микрополосковых СВЧ-удвоителей, то можно убедиться в их идентичности. Однако неидентичным и неопределенным оказывается принцип преобразования (умножения) частоты в этих устройствах.

В классическом балансном удвоителе СВЧ-характер преобразования частоты определяется постоянным напряжением смещения — режимом цепи питания, подводимого к НАПЭ. Однако МНФБВ является пассивным устройством, к которому напряжение смещения не подводится ни в каком виде, поэтому возможность осуществить преобразование (умножение) частоты в кольцевом резонаторе бегущей волны следует рассмотреть более тщательно.

Возможность преобразования МНФБВ в удвоитель частоты проще всего проиллюстрировать на примере упрощенной структурной схемы удвоителя (умножителя на 2), приведенной на рис. 6.

Упрощенная структурная схема МНФБВ с входной и выходной частотой f_1 , когда все ее составные элементы имеют электрическую длину $\lambda_1/4$, приведена на рис. 6, а. Для выделения необходимой частоты на выходе уже нового устройства — удвоителя (рис. 6, б), где $f_2 = 2f_1$ (что соответствует длине волны $\lambda_2 = \lambda_1/2$), необходимо, чтобы электрическая длина всех элементов выходной цепи — ответвителя типа «тандем» НО₂(λ_2), состоящего из ответвителей НО₂₁(λ_2) и НО₂₂(λ_2), была равна $\lambda_2/4$. При этом длина кольцевого резонатора с режимом бегущей волны остается неизменной, равной $2\lambda_1 = 8\lambda_1/4 = 16\lambda_2/4$.

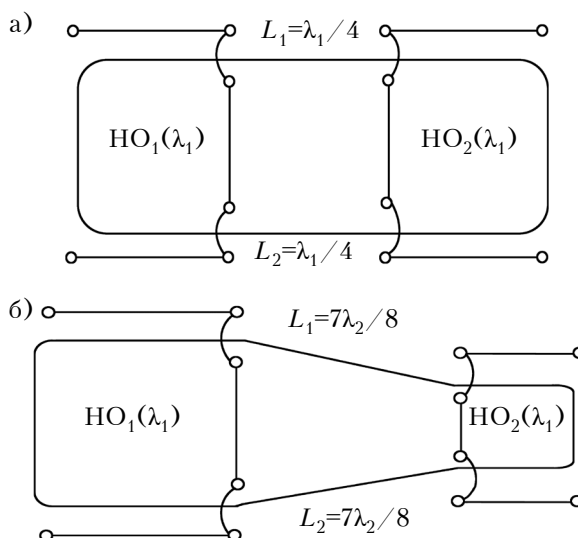


Рис. 6. Иллюстрация преобразования МНФБВ (а) в удвоитель частоты (б)

Следует отметить, что за счет электромагнитного взаимодействия кольцевого резонатора бегущей волны с входным и выходным узлами устройства в виде НО типа «тандем» обеспечено хорошее согласование этого частотно-преобразовательного узла удвоителя с МПЛ его входного и выходного узлов.

Электрическая длина выходной цепи удвоителя равна $3\lambda_2/4$, а входной — $3\lambda_1/4$. Следовательно, длина отрезков МПЛ L_1 и L_2 , которые образуют с ответвителями НО₁ (на частоте f_1) и НО₂ (на частоте f_2) резонансное кольцо, будет следующей:

$$(16\lambda_2/4 - 3\lambda_1/4 - 3\lambda_2/4)/2 = \\ = (13\lambda_2/4 - 6\lambda_2/4)/2 = (7\lambda_2/4)/2 = 7\lambda_2/8.$$

При этом соответствие предлагаемого пассивного устройства третьему из сформулированных ранее условий реализации схемы СВЧ-удвоителя обеспечивается за счет электромагнитного взаимодействия кольцевого резонатора бегущей волны и ответвителя НО₂(λ_2) типа «тандем».

Подобное микрополосковое устройство, соответствующее структурной схеме рис. 6, б, было реализовано в дециметровом диапазоне. Исследования показали, что КСВН его входа и выхода, т. е. показатель согласования с МПЛ СВЧ-тракта, не превышает 1,25. А уровень сигнала с частотой f_2 на выходе 3 удвоителя частоты ниже уровня входного сигнала с частотой f_1 примерно на 13 дБ, что является характерным показателем для СВЧ-удвоителей. Следует отметить, что при измерениях в режиме удвоения частоты к полюсам 2 и 4 устройства были подключены согласованные нагрузки.

Рассмотренное техническое решение пассивного микрополоскового СВЧ-удвоителя защищено правами интеллектуальной собственности [15].

Выводы

Проведенные исследования подтвердили возможность реализации микрополоскового пассивного удвоителя частоты — СВЧ-устройства с нетрадиционным характером распространения электромагнитного сигнала в режиме бегущей волны. Показано, что если усилить сигнал выходной (удвоенной) частоты до уровня не менее 20 дБ, то на основе МНФБВ как на базовом элементе можно реализовать пассивные СВЧ-умножители с кратностью больше двух.

Необходимо также отметить, что восьмиполосник МНФБВ является взаимным устройством, принцип функционирования которого не изменится, если поменять местами его входной и выходной узлы. Поэтому если на полюс 3 как на вход подать СВЧ-сигнал с частотой f_2 , то на

полюсе 1 как на выходе получим сигнал с частотой $f_1 = f_2/2$. Следовательно, предложенное техническое решение обладает уникальным свойством — СВЧ-удвоитель может служить также делителем частоты на 2.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Yuk K., Wong C., Branner G. R. Design of a high power X-Band frequency tripler using a AlGaIn/GaN HEMT device // European Microwave Integrated Circuits Conference. — 2010. — P. 612–615.
2. Shao W., Li Juan Li. Design of a microwave frequency tripler with conversion gain // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. — 2012. — Vol. 26, iss. 2-3. — P. 226–238. — <https://doi.org/10.2528/PIER10010202>
3. Wong C., Yuk K., Branner G. R., Bahadur S. R. High power, wideband frequency doubler design using AlGaIn/GaN HEMTs and filtering // European Microwave Circuits Conference. — 2011. — P. 587–590.
4. Карушкин Н. Ф. Умножители частоты миллиметрового диапазона на основе полупроводниковых диодных структур // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2018. — № 3. — С. 22–37. — <https://doi.org/10.15222/TKEA2018.3.22>
5. Kim D., Lee D.H., Park H.J., Kim M. A Ku-band waveguide frequency multiplier using harmonic-rejection microstrip patch transitions // Int. Journal of infrared and millimeter waves. — 2006. — Vol. 27, iss. 9. — P. 1209–1216.
6. Cambor R., Ver Hoeye S., Hotopani G. et al. Microwave frequency tripler based on a microstrip gap with graphene // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. — 2011. — Vol. 25, iss. 14-15. — P. 14–15. <https://doi.org/10.1163/156939311798072090>
7. Касаткина Е. Г. Исследование диодных балансных умножителей частоты // Дисс. ... канд. техн. н. 05.12.07. — Новосибирский государственный технический университет, 2006.
8. Courtney W. E., Chen C. L. et al. Monolithic analog phase shifters and frequency multipliers for mm-wave phased array applications // Microwave Journal. — 1966. — N 12. — P. 105–119.
9. Мирзаев З. Н., Щитов А. М., Гусейнов М. С. Широкополосный балансный удвоитель частоты миллиметрового диапазона (26-40 ГГц) // Вестник Воронежского государственного технического университета. Электроника. Радиотехника. — 2012. — № 1. — 4 с.
10. Белов А. Преобразователи частоты. Современные ВЧ-компоненты // Электроника. Наука. Технологии. Бизнес. — 2004. — № 2. — С. 44–50.
11. Саусворт Дж. К. Принципы и применения волноводной передачи. — Москва: Сов. радио, 1955.
12. Харвей А. Ф. Техника сверхвысоких частот. Т. 1. — Москва: Сов. радио, 1965.
13. А.с. СССР № 1406668. Микрополосковый направленный фильтр бегущей волны / Э.Н.Глушеченко. — 1988. — БИ № 24.
14. Shelton J. P., Wolf J., Van Wagoner R. Tandem couplers and phase shifters // Microwaves. — April, 1965. — P.14–19.
15. Патент на корисну модель кл. UA 132408. Мікро-смушковий помножувач НВЧ з резонатором біжучої хвилі / Глушеченко Е. М. — 2019. — Бюл. № 4.

*Дата поступления рукописи
в редакцию 02.04 2019 г.*

Е. М. ГЛУШЕЧЕНКО

Україна, м. Київ, НВП «Сатурн»

E-mail: gen-nto@ukr.net

МІКРОСМУЖКОВІ ПОДВОЮВАЧІ НВЧ З НЕТРАДИЦІЙНОЮ РЕАЛІЗАЦІЄЮ

Помножувачі частоти застосовуються в радіоелектронних пристроях для формування спектрально чистих синусоїдальних сигналів в діапазоні частот від одиниць до десятків ГГц. Вони реалізуються шляхом множення частоти високостабільних, але більш низькочастотних пристроїв з наступним виділенням необхідних гармонік зі спектра частот отриманого НВЧ-діапазону. При цьому виділені після множення (задані) частоти мають істотно більш високі енергетичні, спектральні та діапазонні характеристики, що дозволяє використовувати їх як гетеродини та синтезатори в приймально-передавальних системах.

У даній роботі теоретично обгрунтовано і практично продемонстровано можливість нетрадиційної, що не вимагає застосування активних напівпровідникових елементів, реалізації мікросмужкового помножувача НВЧ-діапазону на базі спрямованого фільтра біжучої хвилі.

Розглянуто відомі схемно-технологічні принципи створення мікросмужкових НВЧ-помножувачів. Проведено аналіз особливостей, проблем та недоліків, що виникають під час їхньої реалізації. Сформовано перелік обов'язкових умов реалізації НВЧ-помножувачів. Продемонстровано, що особливості функціонування мікросмужкового спрямованого фільтра біжучої хвилі та балансних НВЧ-помножувачів ідентичні. На прикладі модифікації структурної схеми спрямованого фільтра у структурну схему подвоювача частоти підтверджено можливість створення пасивного НВЧ-подвоювача за рахунок виділення заданої частоти із спектра кільцевого резонатора.

Ключові слова: помножувач, НВЧ, мікросмужкова лінія, спектр частот, нелінійний елемент, біжуча хвиля, спрямований фільтр, кільцевий резонатор.

DOI: 10.15222/TKEA2019.1-2.20
UDC 621.374.4:621.372.832

Е. Н. GLUSHECHENKO

Ukraine, Kyiv, Scientific-production enterprise «Saturn»

E-mail: gen-nto@ukr.net

MICROSTRIP DOUBLER MICROWAVE WITH NON-TRADITIONAL IMPLEMENTATION

Frequency multipliers are used in electronic devices to generate spectrally pure sinusoidal signals in the frequency range from a few to tens of GHz. The multipliers are used to multiply the frequency of highly stable but more low-frequency devices with the subsequent extraction of the necessary harmonics from the frequency spectrum of the received microwave range. The frequencies selected after multiplication (set) have significantly higher energy, spectral and range characteristics, which allows them to be used as local oscillators and synthesizers in receiving and transmitting systems.

The authors of this paper theoretically substantiate and practically demonstrate the possibility of an unconventional implementation of a microstrip multiplier of the microwave range based on a directional traveling wave filter. The proposed implementation does not require the use of active semiconductor elements.

The well-known circuit and technological principles for the creation of microstrip microwave multipliers are considered in the paper. The features, problems and shortcomings arising from their implementation are analyzed. The effectiveness of using the balanced circuit for frequency multiplication is confirmed. A list of mandatory requirements and conditions necessary for the implementation of the microwave multipliers is given. It is demonstrated that the features of the microstrip travelling-wave filter are identical to the conditions and requirements for the implementation of balanced multipliers. It is shown and substantiated how an unconventional implementation of a passive microwave multiplier is possible due to the electromagnetic interaction of the input and output nodes of such a filter with an annular travelling-wave resonator. Using the example of modifying a block diagram of a directional filter into a multiplier circuit, the possibility of creating a microwave doubler is confirmed by separating a given frequency from the frequency spectrum of a traveling-wave ring resonator.

Keywords: multiplier, microwave, microstrip, frequency range, nonlinear element, traveling wave, directional filter, ring resonator.

REFERENCES

1. Yuk K., Wong C., Branner G. R. Design of a high power X-Band frequency tripler using a AlGaIn/GaN HEMT device. *European Microwave Integrated Circuits Conference*, 2010, pp. 612-615.
2. Shao W., Li Juan Li. Design of a microwave frequency tripler with conversion gain. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2012, vol. 26, iss. 2-3, pp. 226-238. <https://doi.org/10.2528/PIER10010202>
3. Wong C., Yuk K., Branner G. R., Bahadur S. R. High power, wideband frequency doubler design using AlGaIn/GaN HEMTs and filtering. *European Microwave Circuits Conference*, 2011, pp. 587-590.
4. Karushkin M.F. Millimeter-wave frequency multipliers based on semiconductor diode structures. *Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy aparature*, 2016, no. 1, pp. 22-37. (Rus) <https://doi.org/10.15222/TKEA2018.3.22>
5. Kim D., Lee D.H., Park H.J., Kim M. A Ku-band waveguide frequency multiplier using harmonic-rejection microstrip patch transitions. *Int. Journal of infrared and millimeter waves*, 2006, vol. 27, iss. 9, pp. 1209-1216.
6. Cambor R., Ver Hoeve S., Hotopan G. et al. Microwave frequency tripler based on a microstrip gap with grapheme. *Jornal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2011, vol. 25, iss. 14-15, pp. 14-15. <https://doi.org/10.1163/156939311798072090>
7. Kasatkina E.G. *Study of balanced diode frequency multipliers*. Thesis in the specialty 05.12.07. Novosibirsk State Technical University, 2006. (Rus)
8. Courtney W. E., Chen C. L. et al. Monolithic analog phase shifters and frequency multipliers for mm-wave phased array applications. *Microwave Journal*, 1966, no. 12, pp. 105-119.
9. Mirzaev Z.N., Schitov A.M., Guseinov M.S. Broadband balance millimeter range frequency doubler (36–40 GHz). *Bulletin of the Voronezh State Technical University. Electronics. Radio engineering*, 2012, no. 1. (Rus)
10. Belov A. [Frequency converters]. *Electronics: Science, Technology, Business*, 2004, no. 2, pp. 44-50. (Rus)
11. Southworth George K. *Principles and applications of waveguide transmission*, New York, Academic press, 1953, 700 p.
12. *Microwave Communication*. Tokyo, Maruzen company, Ltd., 1965, vol. 1.
13. Glushechenko E.N. *Microstrip directional traveling-wave filter*. Certificate of authorship USSR 1406668. 1988, bull. no. 24. (Rus)
14. Shelton J.P., Wolf J., Van Wagoner R. Tandem couplers and phase shifters, *Microwaves*, April, 1965, pp. 14-19.
15. Glushechenko E.N. *Microstrip microwave multiplier with traveling-wave resonator*. Patent 132408 Ukraine, 2019.

Описание статьи для цитирования:

Глушеченко Э. Н. Микрополосковые удвоители СВЧ с нетрадиционной реализацией. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2019, № 1-2, с. 20–26. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.1-2.20>

Cite the article as:

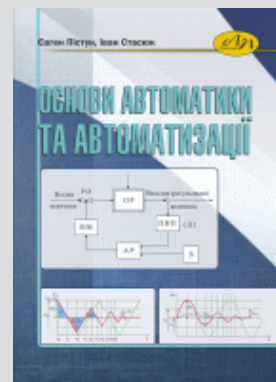
Glushechenko E. N. Microstrip double microwave with non-traditional implementation. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoy Apparature*, 2019, no. 1-2, pp. 20-26. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.1-2.20>



Пістун Є. П., Стасюк І. Д. Основи автоматики та автоматизації.— Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2018.

Розглянуто основні принципи побудови систем автоматичного регулювання та керування. Висвітлено основні етапи розвитку техніки автоматизації. Подано функційне призначення і наведено статичні та динамічні характеристики елементів систем автоматичного регулювання і керування. Наведено класифікацію регуляторів за законами регулювання. Розглянуто будову і роботу регуляторів прямої дії та ізодромних регуляторів, основні властивості об'єктів регулювання та їхній вплив на характер процесу регулювання, а також вплив властивостей автоматичного регулятора на характер перехідного процесу в САР. Подано спрощені інженерні методи вибору автоматичних регуляторів і розрахунку їхніх параметрів настроювання.

Призначений для студентів вищих технічних навчальних закладів. Буде корисним інженерно-технічним працівникам, які займаються розробленням та впровадженням систем автоматичного регулювання та керування.



Д. т. н. Ю. Є. НІКОЛАЄНКО, к. т. н. О. В. БАРАНЮК, С. А. РЕВА, к. т. н. В. А. РОГАЧОВ

Україна, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сикорського»

E-mail: yunikola@ukr.net

CFD-МОДЕЛЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ КОРПУСА-РАДІАТОРА ПЕРЕДАВАЛЬНОГО МОДУЛЯ АФАР З ПОВІТРЯНИМ ОХОЛОДЖЕННЯМ

Наведено результати комп'ютерного моделювання розподілу температури монтажної поверхні основи корпусу-радіатора, на якій встановлено вісім елементів з локальним тепловиділенням кожного 28 Вт. На протилежній стороні основи корпусу-радіатора виконані ребра охолодження. Оребрена поверхня обдувається повітряним потоком з температурою на вході 40°C. Моделювання проведене для трьох значень швидкості повітря в міжреберних каналах: 1, 6 і 10 м/с. Показано, що за швидкості 1 м/с спостерігається максимальне значення температури монтажної поверхні основи корпусу-радіатора, яке становить 90,1°C. Збільшення швидкості повітря до 10 м/с дозволяє знизити температуру в місці установки НВЧ-елементів до 72,1°C. Запропоновано нове технічне рішення для подальшого підвищення ефективності повітряної системи охолодження та зниження температури монтажної поверхні корпусу-радіатора.

Ключевые слова: CFD-моделювання, вихідний підсилювач потужності, радіатор, повітряне охолодження, температурне поле.

Сучасні радіолокаційні станції широко застосовуються для одержання зображень земної поверхні з високою роздільною здатністю. Це дозволяє вирішувати завдання прогнозування погоди, дослідження природних ресурсів, геологорозвідки, оцінки біоресурсів, створення топографічних карт, моніторингу катастроф, екологічних забруднень та ін. За допомогою радіолокаційних станцій також можна виявляти повітряні, морські й наземні рухомі об'єкти і з високою точністю визначати їхні координати та параметри руху.

З метою розширення функціональних можливостей радіолокаційних станцій в останні роки широко використовуються активні фазовані антенні решітки (АФАР) [1]. До складу АФАР входить велика кількість (від десятків до декількох тисяч) приймально-передавальних модулів [2]. У деяких модифікаціях АФАР приймальні та передавальні модулі виконуються у вигляді окремих блоків, і більше тепла виділяють другі. Основна кількість теплоти виділяється у вихідних підсилювачах потужності передавальних модулів. Конструктивно вихідні підсилювачі потужності являють собою основу з теплопровідного матеріалу (найчастіше з алюмінієвого сплаву), на одній стороні якої методом фрезерування виконують поглиблення з екрануючими стінками для встановлення НВЧ-елементів, а на іншій виконують ребра охолодження. Після установки електронні елементи герметично закривають

кришками. Приклад конструктивного виконання вихідного підсилювача потужності сантиметрового діапазону довжини хвиль показаний на **рис. 1** [3]. Даний підсилювач потужності може працювати як в імпульсному, так і в безперервному режимах, у безперервному вихідна потужність становить 11 Вт.

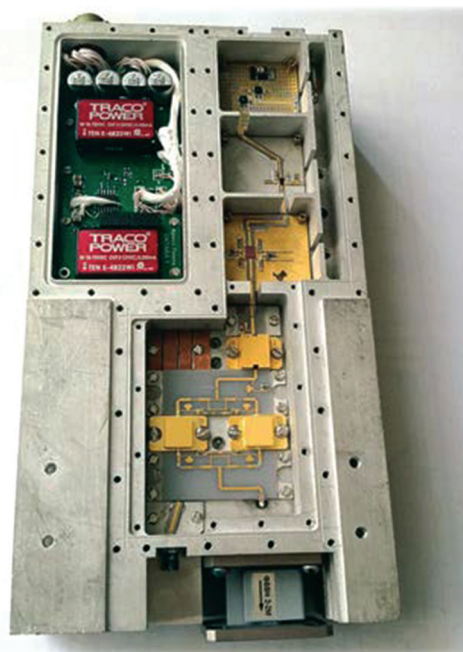


Рис. 1. Зовнішній вигляд підсилювача потужності Х-діапазону зі знятими кришками [3]

Для поліпшення розсіювання теплоти в даній конструкції підсилювача потужності на нижній стороні основи передбачений радіатор з 17 ребрами висотою 24 мм і товщиною 2 мм на половину довжини корпуса. Обдування радіатора здійснюється потоком повітря зі швидкістю 0,5 м/с, що забезпечує температуру корпуса підсилювача не вище 85°C за температури навколишнього середовища 20°C [3].

В інших конструкціях передавальних модулів для розподілу локального теплового потоку декілька тепловиділяючих НВЧ-елементів (транзисторів або монолітних інтегральних схем) установлюють із забезпеченням теплового контакту на загальному розсіювачі теплового потоку, виконаному з міді, який в свою чергу встановлюють на охолоджувану основу модуля з алюмінієвого сплаву. Такі мідні розсіювачі теплового потоку з НВЧ-елементами та друкованими платами називають підсилювальними субмодулями або палетами (рис. 2) [4, 5]. До складу одного передавального модуля може входити декілька палет.

Особливо актуальною задачею під час модернізації передавальних модулів АФАР є підвищення ефективності охолодження активних НВЧ-елементів (транзисторів або монолітних інтегральних схем) вихідних підсилювачів потужності. Це обумовлено переходом з арсенід-галієвої елементної бази на більш високочастотну нітрид-галієву, яка є і більш потужною, внаслідок чого істотно підвищується питома густина тепловиділення та загальна потужність передавального модуля [6, 7]. Якщо рівень потужності підсилювачів на арсеніді галію становить порядку 10 Вт, то на нітриді галію це вже 15–20 Вт і більше [8, 9].

Теплота, що виділяється активними НВЧ-елементами, призводить до підвищення їхньої температури та зниження надійності роботи. Тому під час модернізації конструкцій переда-

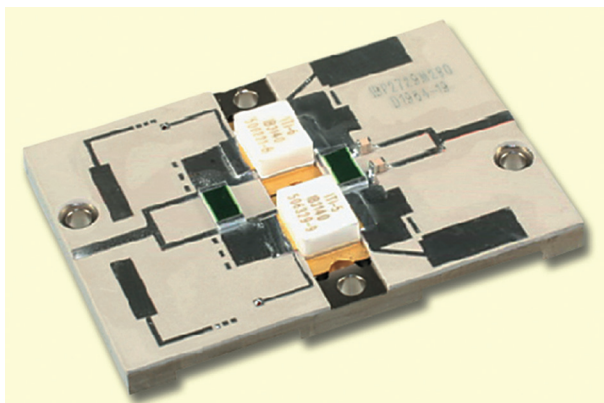


Рис. 2. Палета із двома НВЧ-транзисторами компанії Integra Technologies, Inc., США [4, 5]

вальних модулів АФАР, що супроводжується підвищенням як питомої, так і загальної потужності тепловиділення, питанням забезпечення нормального теплового режиму активних НВЧ-елементів слід приділяти особливу увагу. Під час досліджень теплових і аеродинамічних процесів, які протікають у засобах тепловідведення, достатньо широко використовується CFD-моделювання [10–14]. Це дозволяє уникнути витрат на виготовлення експериментального зразка та його експериментальне дослідження.

Ціль даної роботи — за допомогою CFD-моделювання оцінити тепловий режим корпуса радіатора передавального модуля з вісьмома потужними активними НВЧ-елементами, установленими безпосередньо на його монтажній поверхні.

Вибір системи охолодження та конструкції передавального модуля

Для забезпечення нормального теплового режиму передавальних і приймально-передавальних модулів АФАР використовуються повітряні [15, 16] або рідинні [17, 18] системи охолодження. Рідинні значно ефективніші і застосовуються в тих випадках, коли повітряні не в змозі забезпечити нормальний тепловий режим активних НВЧ-елементів. Разом з тим, наявність рідкого теплоносія ускладнює конструкцію АФАР, оскільки виникає необхідність застосування насоса для його прокачування та використання теплообмінного та терморегулюючого устаткування для підтримання заданої температури теплоносія на вході каналів охолодження передавального модуля. Також необхідно використовувати різні з'єднувачі, що не проливаються, забезпечити надійну герметизацію рідинної магістралі, працездатність за мінусової температури навколишнього середовища, корозійну сумісність конструкційних матеріалів і теплоносія тощо. Усе це робить рідинні системи охолодження не тільки складними, але й дорогими у виготовленні та експлуатації.

Найбільш простими з погляду конструктивної реалізації та експлуатації, а також дешевими, є повітряні системи охолодження двох видів — з природною конвекцією повітря та з примусовою. Враховуючи низьку ефективність перших, для забезпечення нормального теплового режиму передавальних та приймально-передавальних модулів зазвичай використовують системи охолодження з примусовою конвекцією.

Виходячи зі сказаного, для використання в передавальному модулі було обрано повітряну систему охолодження з примусовою конвекцією повітря.

Для дослідження теплового режиму було обрано конструкцію передавального модуля з корпусом-радіатором.

Найбільш тепловиділяючі СВЧ-елементи модуля встановлюють в ряд на монтажній стороні основи перпендикулярно її довгій стороні. Як показали дослідження [19, 20], оптимальним є розташування тепловиділяючих елементів приблизно на середині довжини радіатора.

Теплова модель корпуса-радіатора

Конструктивно передавальний модуль виконаний у вигляді корпуса-радіатора прямокутної форми розмірами 490×275×52 мм (рис. 3).

На монтажній стороні несучої основи корпуса-радіатора в поглибленнях з забезпеченням надійного теплового контакту встановлені електронні вузли і блоки. Найбільш тепловидільними електронними компонентами модуля є вісім НВЧ-транзисторів вихідного підсилювача потужності передавального модуля. Розсіювана кожним НВЧ-транзистором потужність складає 28 Вт, сумарна — 224 Вт. Зазначимо, що на рис. 3 електронні блоки і НВЧ-транзистори не показано, а вказано лише місця установки останніх (позиція 3). Розміри поверхні тепловідведення НВЧ-транзистора, що контактує з монтажною поверхнею несучої основи, були обрані рівними 10×10 мм.

На протилежному боці несучої основи корпуса-радіатора виконано 29 поздовжніх ребер охолодження висотою 19 мм, довжиною 396 мм. Товщина кожного ребра становить 2 мм, відстань між сусідніми ребрами (ширина повітряного каналу) — 6 мм. Товщина несучої основи, на якій виконано ребра охолодження, — 12 мм. Матеріал радіатора — алюмінієвий сплав АМг 3 з коефіцієнтом теплопровідності 132 Вт/(м·°С).

Обребрена сторона основи є поверхнею теплообміну корпуса-радіатора передавального модуля і під час роботи АФАР обдувається потоком

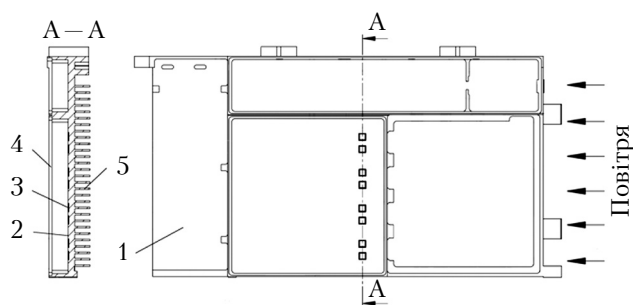


Рис. 3. Конструктивна схема корпуса-радіатора:

1 — несуча основа; 2 — монтажна сторона основи; 3 — місце установки тепловиділяючого елемента; 4 — місце для установки кришки; 5 — ребро охолодження

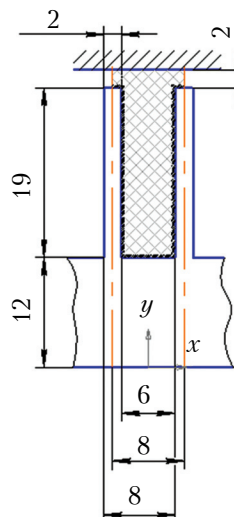


Рис. 4. Місцевий поперечний розріз несучої основи з ребрами

охолоджуючого повітря з температурою на вході в канали поверхні теплообміну 40°С.

Вважається, що поверхня корпуса-радіатора, крім обребреної поверхні теплообміну несучої основи, є адіабатною (теплоізованою), а відстань між торцями ребер і кришкою суміжного передавального модуля становить 2 мм.

Моделювання теплового поля корпуса-радіатора виконане методом обчислювальної гідродинаміки. На рис. 4 наведено геометричні розміри одного з міжреберних каналів для розрахунку його еквівалентного діаметру, необхідного для обчислення коефіцієнтів тепловіддачі.

Результати моделювання

За умов, зазначених вище, було проведене CFD-моделювання для трьох значень швидкості $V_{\text{ох}}$ охолоджуючого повітряного потоку в міжреберних каналах корпуса-радіатора — 1, 6, 10 м/с. Аналіз результатів показав, що найбільші значення температури в місцях установки тепловиділяючих НВЧ-транзисторів спостерігаються за швидкості повітряного потоку в міжреберних каналах 1 м/с (див. рис. 5, а на стор. 1 обкладинки), а максимальна температура сягає 90,1°С. Оцінімо, якою буде в цьому випадку температура напівпровідникового кристалу НВЧ-транзистора за умови установки його на поверхню корпуса-радіатора через шар теплопровідної пасти КПТ-8 товщиною 0,2 мм із коефіцієнтом теплопровідності 0,7 Вт/(м·°С).

Теплота від напівпровідникового кристалу до корпуса-радіатора передається теплопровідністю через внутрішній тепловий опір НВЧ-транзистора і через контактний тепловий опір між корпусом НВЧ-транзистора і поверхнею несучої основи. Враховуючи це, нескладно ви-

значити, що при внутрішньому тепловому опорі НВЧ-транзистора, наприклад, $0,25^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$, перепад температури між напівпровідниковим кристалом і корпусом НВЧ-транзистора складе 7°C , а перепад температури між корпусом НВЧ-транзистора і несучою основою корпусу-радіатора при густині теплового потоку в зоні контакту $28 \text{ Вт}/\text{см}^2 - 80^{\circ}\text{C}$.

Таким чином, температура напівпровідникового кристалу НВЧ-транзистора за швидкості $V_{\text{ox}} = 1 \text{ м}/\text{с}$ складе $90,1+7,0+80,0 = 177,1^{\circ}\text{C}$. Очевидно, що навіть за використання нітрид-галієвого НВЧ-транзистора таке високе значення температури кристалу не бажане з міркування надійності його роботи.

Найбільш простим способом зниження температури напівпровідникового кристалу є збільшення швидкості охолоджуючого повітряного потоку.

Збільшення V_{ox} з 1 до 6 м/с дозволяє інтенсифікувати теплообмін і знизити максимальну температуру монтажної поверхні в місцях установки НВЧ-транзисторів на 13°C і тим самим знизити температуру напівпровідникового кристалу з $177,1$ до $164,1^{\circ}\text{C}$.

Подальше збільшення швидкості повітряного потоку до 10 м/с (див. рис. 5, б на стор. 1 обкладинки) дозволяє ще більше — на 18°C знизити температуру основи корпусу-радіатора та, відповідно, температуру кристалу до $159,1^{\circ}\text{C}$. Слід, однак, зазначити, що для надійної роботи НВЧ-транзисторів це не є достатнім, але й подальше збільшення швидкості повітряного потоку небажане через ріст енерговитрат на його прокачування.

Новим технічним рішенням тут може стати вбудовування плоских теплових труб (ТТ) у тіло несучої основи корпусу-радіатора таким чином, щоб тепловиділяючі елементи вихідного підсилювача потужності перебували в тепловому контакті із зонами нагрівання ТТ, а зони охолодження ТТ знаходились у тілі несучої основи в оребреній області. Оскільки ефективна теплопровідність теплових труб на порядки перевищує теплопровідність таких металів, як мідь і алюміній [21], це дозволить розосередити локальний тепловий потік від НВЧ-транзисторів на всю оребрену поверхню теплообміну з мінімальним перепадом температури по довжині ребер і тим самим підвищити теплорозсіювальну здатність віддалених частин ребер і додатково знизити температуру в місцях установки НВЧ-транзисторів.

Напрямок подальших досліджень є моделювання запропонованого технічного рішення з метою визначення ефективності зниження температури монтажної поверхні корпусу-радіатора

та, відповідно, температури напівпровідникового кристалу НВЧ-транзисторів вихідного підсилювача потужності передавального модуля.

Заклучення

CFD-моделювання температурного поля однієї з можливих конструкцій корпусу-радіатора передавального модуля показало, що за рахунок підвищення швидкості повітря в міжреберних каналах з 1 до 10 м/с за його температури на вході 40°C можна знизити температуру напівпровідникового кристалу НВЧ-транзисторів на 18°C . Для подальшого підвищення ефективності повітряного охолодження передавального модуля перспективним бачиться вмонтовування теплових труб у тіло несучої основи корпусу-радіатора передавального модуля. Це дозволить розосередити локальний тепловий потік від НВЧ-транзисторів на всю поверхню корпусу-радіатора і в результаті знизити максимальну температуру напівпровідникового кристалу НВЧ-транзисторів.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Radar technology advancements and new applications (Pasternack Enterprises, Inc., Irvine, Calif.) // Microwave Journal. — 2017. — Vol. 60, iss. 3. — P. 82–96. <https://www.pasternack.com/t-Radar-Technology-Advancements-and-New-Applications.aspx>
2. Rathod Somsing, Sreenivasulu K., Beenamole K. S., Ray K. P. Evolutionary trends in transmit/receive module for active phased array radars // Defence Science Journal. — 2018. — Vol. 68, № 6. — P. 553–559. — <https://doi.org/10.14429/dsj.68.12628>
3. Борисов О. В., Зубков А. М., Иванов К. А., Миннебаев В. М., Редька Ал. В. Широкополосный 70-ваттный GaN усилитель мощности X-диапазона // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. — 2014. — Вып. 2 (233). — С. 4–9.
4. Баталя Б. Д., Бергер Д., Титизан Д. Эволюция технологии радарных систем S-диапазона: уменьшение общей стоимости за счет увеличения степени интеграции. Пример Integra Technologies // Компоненты и технологии. — 2009. — № 12. — С. 56–60.
5. Колотун О. Передовые технологии производства СВЧ-транзисторов компании «Integra Technologies, Inc.» для радарных систем // CHIP NEWS Украина. — 2010. — № 8 (98). — С. 8–16.
6. Кулиев М. В. Обзор современных GaN транзисторов и направления развития // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. — 2017. — Вып. 2 (245). — С. 18–28.
7. Крахин О.И., Радченко В.П. Проблема теплоотвода приемо-передающих модулей и АФАР с высоким уровнем теплового излучения // Сборник докладов III Всероссийской конфер. «Радиолокация и радиосвязь». — РФ, Москва. — 2009. — С. 716–719. — <http://jre.cplire.ru/jre/library/3conference/pdf/files/s007.pdf>
8. Сергеев В.А., Тарасов Р.Г., Куликов А.А. Хоодаков А.М. Моделирование и исследование тепловых режимов выходных усилителей СВЧ приемо-передающих модулей для АФАР // Вузовская наука в современных условиях. Сб. материалов 50-й науч.-технич. конфер. Ч. 2. — РФ, Ульяновск. — 2016. — С. 37–40.

9. Тимошенко В.П., Хлыбов А.И., Родионов Д.В. и др. Исследование теплового режима СВЧ усилителей мощности X диапазона // VIII Всероссийская научно-техническая конфер. «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем» (МЭС-2018). — РФ, Москва. — 2018. — Вып. 3. — С. 98–102. — <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2018-3-98-102>

10. Трофимов В.Е., Павлов А.Л. Интенсификация теплопередачи в жидкостных теплообменниках с кавернаштыревым оребрением // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2016. — № 1. — С. 23–26. — <https://doi.org/10.15222/TKEA2016.1.23>

11. Трофимов В.Е., Павлов А.Л., Мокроусова Е.А. CFD-моделирование радиатора для воздушного охлаждения микропроцессоров в ограниченном пространстве // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2016. — № 6. — С. 30–35. — <https://doi.org/10.15222/TKEA2016.6.30>

12. Трофимов В.Е., Павлов А.Л., Сторожук А.С. CFD-моделирование импактно-струйного радиатора для проведения термотренировки микропроцессоров // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2018. — № 5–6. — С. 30–36. — <https://doi.org/10.15222/TKEA2018.5-6.30>

13. Баранюк А.В., Николаенко Ю.Е. CFD-моделирование теплогидравлических характеристик развитых поверхностей с миканалами // Молодой ученый. — 2018. — № 12(64). — С. 224–228. — <https://doi.org/10.32839/2304-5809/2018-12-64-56>

14. Baranyuk A.V., Nikolaenko Yu.E., Rohachev V.A., Terekh O.M., Krukovsky P.G. Investigation of the flow structure and heat transfer intensity of surfaces with split plate finning // Thermal Science and Engineering Progress. — 2019. — Vol. 11. — P. 28–39. — <https://doi.org/10.1016/j.tsep.2019.03.018>

15. Драк О.Т., Жигалов В.Г., Задорожный А.И., Парнес М.Д. Опыт решения задачи теплоотвода от передающего

модуля АФАР // Электроника и микроэлектроника СВЧ. Сб. статей IV Всероссийской конференции. — РФ, Санкт-Петербург. — 2015. — Т. 1. — С. 292–295.

16. Scott M. SAMPSON MFR active phased array antenna // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. — 2003. — P. 119–123. — <https://doi.org/10.1109/past.2003.1256967>

17. Савенко В.А. Унификация конструкторских решений для построения приемо-передающих модулей АФАР различных диапазонов // Труды Всерос. Конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ». — РФ, Санкт-Петербург. — 2013. — 5 с. — www.mwelectronics.ru/2013/Oral/5/05_Doclad_Savenko-izmenenny%60i%60.pdf

18. Woosang Lee, Joonho So, Junyeon Kim, Byungil Woo, Won Jang, Gyeik Jun, Sungjong Lee. Design of T/R module for the wideband active array antenna // 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. — USA, NM, Albuquerque. — 2006. — <https://doi.org/10.1109/aps.2006.1710665>

19. Youngchan Yoon, Seung-Jae Park, Dong Rip Kim, Kwan-Soo Lee. Thermal performance improvement based on the partial heating position of a heat sink // International Journal of Heat and Mass Transfer. — 2018. — Vol. 124. — P. 752–760. — <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2018.03.080>

20. Maguire L., Behnia M., Morrison G. Numerical evaluation of high power amplifier heat sink design options // Proc. of IPACK03 International Electronic Packaging Technical Conference and Exhibition. — USA, Hawaii, Maui, 2003. — Paper No. IPACK2003-35077. — P. 171–181. — <https://doi.org/10.1115/IPACK2003-35077>

21. Reay D.A., Kew P.A., McGlen R.J., Heat pipe: theory, design and applications. — Amsterdam: Butterworth-Heinemann, 2014.

*Дата надходження рукопису
до редакції 02.04 2019 р.*

Ю. Е. НИКОЛАЕНКО, А. В. БАРАНЮК,
С. А. РЕВА, В. А. РОГАЧЕВ

Украина, Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт
имени Игоря Сикорского»
E-mail: yunikola@ukr.net

CFD-МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ КОРПУСА-РАДИАТОРА ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ АФАР С ВОЗДУШНЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ

Приведены результаты компьютерного моделирования распределения температуры монтажной поверхности основания корпуса-радиатора, на которой установлено восемь тепловыделяющих элементов с локальным тепловыделением каждого по 28 Вт. На противоположной стороне основания корпуса-радиатора выполнены ребра охлаждения. Оребренная поверхность обдувается воздушным потоком с температурой на входе 40°C. Моделирование проведено для трех значений скорости воздушного потока в межреберных каналах: 1, 6 и 10 м/с. Показано, что максимальное значение температуры монтажной поверхности основания корпуса-радиатора, которое составляет 90,1°C, наблюдается при скорости 1 м/с. Увеличение скорости воздуха до 10 м/с позволяет снизить температуру в месте установки СВЧ-элементов до 72,1°C. Для дальнейшего повышения эффективности воздушной системы охлаждения и снижения температуры монтажной поверхности корпуса-радиатора предложено новое техническое решение.

Ключевые слова: CFD-моделирование, выходной усилитель мощности, радиатор, воздушное охлаждение, температурное поле.

CFD-MODELING OF THE TEMPERATURE FIELD
OF THE RADIATOR CASING OF THE TRANSMITTING
MODULE OF THE ACTIVE PHASED
ANTENNA ARRAYS WITH AIR COOLING

Modern radar stations are widely used to obtain images of earth surface with high spatial resolution, to identify moving objects in the air, on sea and on the ground, and allow determining the coordinates and movement parameters accurately. Active phased antenna arrays with large number of transmitting modules are widely used as antenna systems in radar stations. The heat generated by the active microwave elements of the output amplifiers of the transmitting module, leads to an increase in their temperature and to decrease in reliability. In this regard, the task of increasing the cooling efficiency of active microwave elements of the output power amplifiers is important.

The aim of this study is to assess the possibilities of air cooling of the active elements of the output power amplifier in relation to the transition from gallium arsenide to gallium nitride element base with increased heat generation.

This paper presents the results of computer simulation for the temperature field of the mounting base of the radiator casing, on which 8 heat-generating elements with a local heat release of 28 W each are installed. Cooling fins are made on the opposite base of the radiator casing. The finned surface of the radiator casing is blown by an air stream with an inlet air temperature of 40°C. The simulation was carried out for three values of the air flow rate in the interfin channels: 1, 6 and 10 m/s. It is shown that the maximum temperature of the mounting base of the radiator casing is 90.1°C and is observed at an air flow rate of 1 m/s inside the interfin channels. Increasing the air speed up to 10 m/s makes it possible to reduce the temperature at the installation site of the microwave elements down to 72.1°C. A new technical solution was proposed to further improve the efficiency of the applied cooling system and to reduce the temperature of the mounting surface of the radiator casing.

Keywords: CFD-modeling, output power amplifier, radiator, air cooling, temperature field.

REFERENCES

1. Radar technology advancements and new applications (Pasternack Enterprises, Inc., Irvine, Calif.). *Microwave Journal*, 2017, vol. 60, iss. 3, pp. 82-96. <https://www.pasternack.com/t-Radar-Technology-Advancements-and-New-Applications.aspx>
2. Rathod Somsing, Sreenivasulu K., Beenamole K. S., Ray K. P. Evolutionary trends in transmit/receive module for active phased array radars. *Defence Science Journal*, 2018, vol. 68, no. 6, pp. 553-559. <https://doi.org/10.14429/dsj.68.12628>
3. Borisov O. V., Zubkov A. M., Ivanov K. A., Minnabayev V. M., Red'ka Al. V. [Broadband 70-Watt GaN X-Band Power Amplifier]. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovyye pribory*, 2014, iss. 2 (233), pp. 4-9. (Rus)
4. Battaglia B. D., Burger J., Titizian J. [The evolution of S-band radar technology: reducing the total cost by increasing the degree of integration. Integra Technologies Example]. *Komponenty i Tekhnologii*, 2009, no 12, pp. 56-60. (Rus)
5. Colotun O. [Advanced technologies for the production of microwave transistors by the company Integra Technologies, Inc. for radar systems]. *CHIP NEWS Ukraine*, 2010, no. 8 (98), pp. 8-16. (Rus)
6. Kuliev M.V. [Overview of today's GaN transistors and development trends]. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovyye pribory. Vypusk 2 (245)* 2017, pp. 18-28. (Rus)
7. Krakhin O. I., Radchenko V. P. [The heat removing of send-receive modules (SRM) and APAA (active phased array antenna) with a high level of thermal radiation]. *III all-Russian conference "Radar and radio" – IRE RAS*, 2009, pp. 716-719. (Rus). <http://jre.cplire.ru/jre/library/3conference/pdffiles/s007.pdf>
8. Sergeyev V. A., Tarasov R. G., Kulikov A. A. Khodakov A. M. [Simulation and study of the thermal modes of the output amplifiers of the microwave receiver-transmitting modules for AFAR]. *Proc. of the 50-y Scientific and Technical Conference "Vuzovskaya nauka v sovremennykh usloviyakh". Part 2*, Russia, Ul'yanovsk, UIGTU, 2016, pp. 37-40. (Rus)
9. Timoshenkov V., Khlybov A., Rodionov D., Efimov A., Chaplugin Yu. [Thermo researching of X-band microwave amplifier]. *VIII All-Russian Scientific and Technical Conference "Problems of development of promising micro- and nanoelectronic systems" (MES-2018)*, Russia, Moscow, 2018, iss. 3, pp. 98-102. (Rus). <https://doi.org/10.31114/2078-7707-2018-3-98-102>

10. Trofimov V. Ye., A. L. Pavlov. [Intensification of heat transfer in liquid heat exchangers with dimple-pin finning]. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2016, no. 1, pp. 23-26. (Rus) <https://doi.org/10.15222/TKEA2016.1.23>
11. Trofimov V. E., Pavlov A. L., Mokrousova E. A. CFD-simulation of radiator for air cooling of microprocessors in a limited space. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*. 2016, no. 6, pp. 30-35. (Rus) <https://doi.org/10.15222/TKEA2016.6.30>
12. Trofimov V. E., Pavlov A. L., Storozhuk A. S. [CFD-simulation of impact jet radiator for thermal testing of microprocessors]. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*. 2018, no. 5-6, pp. 30-36. (Rus) <https://doi.org/10.15222/TKEA2018.5-6.30>
13. Baranyuk A.V., Nikolaenko Yu.E. [CFD-modeling of thermal-hydraulic characteristics of developed surfaces with mini-channels]. *Molodiy Vcheniy*, no. 12 (64), pp. 224–228, (Rus). <https://doi.org/10.1016/j.tsep.2019.03.018>
14. Baranyuk A.V., Nikolaenko Yu.E., Rohachev V.A., Terekh O.M., Krukovsky P.G. Investigation of the flow structure and heat transfer intensity of surfaces with split plate finning. *Thermal Science and Engineering Progress*, 2019, no. 11, pp. 28-39. <https://doi.org/10.1016/j.tsep.2019.03.018>
15. Drak O.T., Zhigalov V.G., Zadorozhny A.I., Parnes M.D. [Experience in solving the problem of heat removal from the transmitting module AFAR]. *Collection of articles of the IV All-Russian Conference "Electronics and Microelectronics Microwave"*, Russia, St. Petersburg, 2015, vol. 1, pp. 292-295. (Rus)
16. Scott M. (2003) SAMPSON MFR active phased array antenna. *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 2003, pp. 119-123. <https://doi.org/10.1109/past.2003.1256967>
17. Savenko V.A. [Unification of design solutions for the construction of receiving and transmitting modules APAA of various ranges]. *Proc. of All-Russian Conference "Electronics and Microelectronics Microwave"*, St. Petersburg, 2013, 5 p. (Rus). www.mwelectronics.ru/2013/Oral/5/05_Doclad_Savenko-izmenenny%60i%60.pdf
18. Woosang Lee, Joonho So, Junyeon Kim, Byungil Woo, Won Jang, Gyeik Jun, Sungjong Lee. Design of T/R module for the wideband active array antenna. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2006, USA, NM, Albuquerque. <https://doi.org/10.1109/aps.2006.1710665>
19. Youngchan Yoon, Seung-Jae Park, Dong Rip Kim, Kwan-Soo Lee. Thermal performance improvement based on the partial heating position of a heat sink. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 2018, vol. 124, pp. 752-760. <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2018.03.080>
20. Luke Maguire, Masud Behnia, Graham Morrison. Numerical evaluation of high power amplifier heat sink design options. *Proc. of IPACK03 International Electronic Packaging Technical Conference and Exhibition*, 2003, USA, Hawaii, Maui, paper no. IPACK2003-35077, pp. 171-181. <https://doi.org/10.1115/IPACK2003-35077>
21. Reay D.A., Kew P.A., McGlen R.J. *Heat pipe: theory, design and applications*. Amsterdam, Butterworth-Heinemann, 2014.

Опис статті для цитування:

Ніколаєнко Ю. Є., Баранюк О. В., Рева С. А., Рогачов В. А. CFD-моделювання температурного поля корпус-радіатора передавального модуля АФАР з повітряним охолодженням. *Технологія та конструювання в електронній апаратурі*, 2019, № 1–2, с. 27–33. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.1-2.27>

Cite the article as:

Nikolaenko Yu. E., Baranyuk A. V., Reva S. A., Rohachov V. A. CFD-modeling of the temperature field of the radiator casing of the transmitting module of the active phased antenna arrays with air cooling. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2019, no. 1–2, pp. 27-33. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.1-2.27>

Зайков В. П., Мещеряков В. И., Журавлёв Ю. И. Прогнозирование показателей надежности термоэлектрических охлаждающих устройств. Книга 3. Методы повышения надежности: монография. — Одесса: Политехперіодика, 2018.

Книга посвящена одной из ключевых проблем проектирования термоэлектрических устройств (ТЭУ) — поиску путей повышения их надежности. Исследованы основные методы повышения показателей надежности ТЭУ: конструктивный, параметрический, структурный и комбинированный. Приведены результаты расчетов основных характеристик и показателей надежности одно- и двухкаскадных ТЭУ в зависимости от геометрии ветвей термоэлементов, токового режима работы, параметров исходных материалов термоэлементов (термоэлектрической эффективности, коэффициента термо-эдс и электропроводности) и проведен анализ полученных результатов. Также рассмотрены простейшие схемы резервирования элементов и проведен сравнительный анализ различных способов включения резерва. Показаны возможности комбинированного (совмещенного) метода повышения показателей надежности ТЭУ путем оценки совместного использования конструктивного и параметрического методов в сравнении с результатами, которые можно получить при их раздельном применении.

Предназначена для инженеров, научных работников, а также студентов соответствующих специальностей, занимающихся вопросами надежности элементов электроники и в целом РЭА, а также разработкой и проектированием термоэлектрических устройств.



Ph.D. V. N. LITVINENKO¹, D.Sc. I. M. VIKULIN², Ph.D. V. E. GORBACHEV²

Ukraine, ¹Kherson National Technical University;

²Odessa National Academy of Telecommunications named after A. S. Popov

E-mail: hersonlvn@gmail.com

IMPROVEMENT OF THE REVERSE CHARACTERISTICS OF SCHOTTKY DIODES USING GETTERING

The paper considers the causes and mechanisms of the influence of defects and impurities on the reverse current of the Schottky diode. The influence of two getter regions, which were created by different technologies on the working side and the reverse side of the plate, on the value of the reverse current of diodes was experimentally investigated, and the physical factors of such influence were analyzed. The proposed technology for creating getter regions allows one to significantly reduce the reverse current of diodes and increase the product yield.

Keywords: *gettering, reverse current, Schottky diode, impurities, oxidation stacking faults.*

Schottky diodes (**SDs**) are widely used in many areas of electronics as low and medium power rectifier diodes, as well as pulsed diodes [1, 2]. The purposeful using of SDs as pulsed diodes is explained by the fact that they are unipolar devices with no injection of minority charge carriers. Because of this, their speed is higher than that of pulsed diodes based on $p-n$ -junctions, the speed of which is limited by the phenomenon of “resorption” of minority charge carriers during switching the voltage from forward to reverse [3]. Some series of SDs are used as pulse rectifier diodes.

It should be noted that the cost of the SDs remains relatively high due to the low yield of diodes, which is explained by a high value of their reverse current and a smaller breakdown voltage compared to $p-n$ -junctions. These phenomena are associated with a significant dependence of the reverse current of the SD on the quality of the surface of the diode structure and the influence that structural defects and impurities have upon the reverse current [4–8]. First and foremost, one should note oxidation stacking faults (**OSFs**), which are formed in the active region of the diode during high-temperature operations [6, 7]. OSFs are usually located in the near-surface region of the crystal. OSFs which are not decorated with impurities have practically no effect on the inverse characteristics of the diodes [7]. The decoration of the OSF with heavy metal impurities during thermal oxidation leads to the fact that a high density of surface states is formed in the near-surface silicon layer. After deposition on a surface of molybdenum, which forms the Schottky barrier,

the potential barrier at the metal/semiconductor interface becomes thin enough for the tunneling of electrons from the metal to the semiconductor at reverse bias of the junction [9].

Tunneling is one of the causes for the so-called soft reverse characteristics. In this case, the region near the edge of the metal contact is important, because the electric field lines are converged there. A strong electric field leads to a thinning of the potential barrier, and the action of image forces decreases its height. Both of these factors increase the reverse current of the $p-n$ -junction. This effect is further enhanced if the near-boundary semiconductor layer is enriched by electrons as a result of the presence of a positive surface charge [10]. All these facts lead to an additional decreasing in the thickness of the barrier at the edge of the metal contact. Therefore, the value of reverse current of the Schottky diodes is largely determined by the quality of the protective SiO_2 layer, the Si/SiO_2 interface and the metal/Si interface.

The generation of charge carriers in the depletion region also significantly affects the reverse branch of the current-voltage ($I-V$) characteristic of the Schottky diode. The generation component of the reverse current I_g is expressed [9] by the formula

$$I_g = qn_i d / (2\tau), \quad (1)$$

where d is the width of the depletion region in the semiconductor;

τ is the carrier lifetime in the depletion region;

q is the electron charge;

n_i is the intrinsic carrier concentration in the semiconductor.

The generation of charge carriers in the depletion region is particularly intense when a high density of structural defects (e.g., OSF) is present in a semiconductor, since this significantly decreases carrier lifetime [7].

In order to reduce the density of bulk structural impurity defects in silicon, various gettering methods are used [11–14], but, as practice has shown, many of them are ineffective for reducing the reverse current of the diodes. Many different methods have been developed to improve the surface properties of the Schottky diode structures [15], but not all of them are effective for improving the inverse characteristics of diodes.

The goal of the work is to study how structural defects and impurity contaminations of the surface of the diode structure influence the level of the reverse current of the Schottky diodes and to determine the effectiveness of the proposed technology to create getter regions of the structures with respect to reducing the reverse current and increasing the yield of suitable devices.

Test samples

Structures of investigated diodes were fabricated by isoplanar technology [16] on silicon n -type epitaxial structures with a specific resistance of $1 \Omega\cdot\text{cm}$ and a thickness of $3 \mu\text{m}$ grown on a silicon substrate oriented along the (111) plane.

The basic technological route for manufacturing diode structures included the following main technological operations:

- standard chemical treatment of plates;
- sequential deposition of layers of nitride and silicon dioxide with a thickness of 0.1 and $0.3 \mu\text{m}$, respectively;
- formation of $0.5 \mu\text{m}$ high mesa structures by photolithography methods with using the round sections of a silicon nitride film with a diameter of $50 \mu\text{m}$ as a mask;
- oxidation of mesa structures at the temperature of 1050°C for 2 hours alternately in dry O_2 (10 min), in water vapor (100 min) and again in dry O_2 (10 min);
- annealing in argon for 30 minutes at the temperature of the oxidation process (as a result, the thickness of the grown protective SiO_2 layer was $0.7 \mu\text{m}$);
- removal of silicon nitride from the contact pads by placing the structures in boiling orthophosphoric acid for 30 min (for safety, in case there is a thin SiO_2 film on the surface of silicon nitride, structures were preliminarily kept in the etchant $\text{HF}:\text{H}_2\text{O} = 1:20$ for 20 s);
- deposition of a $0.3 \mu\text{m}$ thick molybdenum layer by vacuum thermal evaporation and

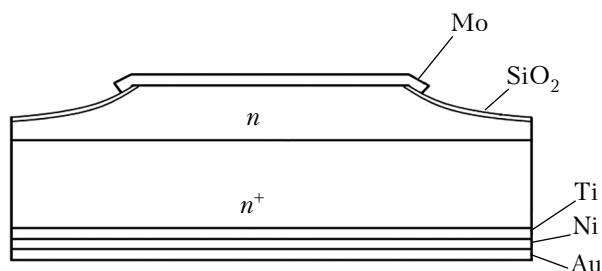


Fig. 1. The structure of the Schottky diode, manufactured according to the basic technology

formation of a rectifying contact with a diameter of $60 \mu\text{m}$ using photolithography;

– plate grinding on the substrate side to a thickness of $180\text{--}200 \mu\text{m}$;

– formation of an ohmic contact on the back side of the plate by sequential deposition of layers of titanium, nickel (by vacuum thermal evaporation) and gold (by electroplating).

Implementing the above operations resulted in obtaining the diode structure shown at **Fig. 1**.

Investigation of structural defects

Studies of diode structures that were rejected by the value of the reverse current showed the presence in their active regions of OSFs with a density of $10^4\text{--}10^5 \text{ cm}^{-2}$. Structural defects were detected by selective etching of the structures in the Sirtl reagent for $10\text{--}180$ s. The type of structural defects and the assessment of their density were determined using a METAM-1 metallographic microscope. The density of OSFs was determined by the formula [17]

$$N = n/S,$$

where N is the defect density;

n is the average value of the number of defects in five areas;

S is the area of the field of view in the eyepiece of the microscope.

A micrograph of the surface of one of the studied diode structures after selective etching in a Sirtl reagent for 25 s is shown in **Fig. 2**.



Fig. 2. The surface of the diode structure with the identified OSFs

Gettering technology

Firstly, in order to prevent the formation of OSFs, a gettering method was chosen that organically fit into the technological route of the diode manufacturing. Since OSFs start forming from the first high-temperature operation, i.e. thermal oxidation, it is obvious that gettering should be performed at the very beginning of the technological route for manufacturing the diode [11, 18]. Studies have shown that the most effective way to prevent the formation of OSFs is to create a getter area on the reverse side of the plate by implanting argon ions into it and then annealing the plate in a mixture of nitrogen and oxygen before precipitating silicon nitride layers [19].

The getter region (**GR**) was formed on the reverse side of the plate by implanting argon ions with an energy of 100 keV, by a dose of $5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-2}$ using the industrial plant for ion doping Vesuvius-5. Then the plates were annealed in a mixture of nitrogen (130 l/h) and oxygen (6 l/h) at the temperature of 1100 °C for 3 hours. Further, when referring to this method of creating an GR, we will use the designation G_{Ar} .

In order to improve the surface quality of the diode structures and thus to reduce the value of their reverse current, the authors tested a method of creating a getter by boron diffusion into the working side of structures after the formation of a protective SiO_2 layer [20]. Boron diffusion was carried out using the open tube method from a B_2O_3 source at the temperature of 950°C for 30 minutes in a mixture of argon (100 l/h) and dry oxygen (4 l/h). At the same time, a borosilicate glass (BSG) film was formed on the surface of the protective layer of SiO_2 . This method of creating a getter will be further denoted as G_B .

Fig. 3 shows the structure of the Schottky diode, manufactured according to the developed technology with the using of double-sided gettering (G_{Ar+B} technology, combining G_{Ar} and G_B) before the grinding operation of the reverse side of the plate.

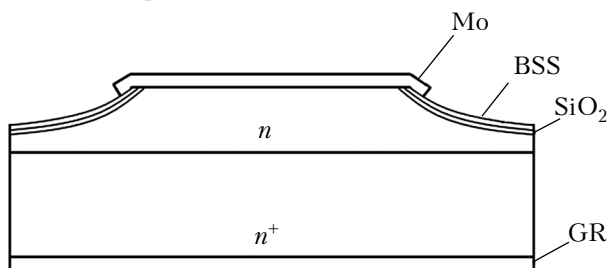


Fig. 3. The structure of the Schottky diode, manufactured according to the developed technology using double-sided gettering

The effect of additional boron diffusion on the surface quality of diode structures was estimated by the method given in [17, 21]. A SiO_2 film was grown on the initial plates under conditions similar to oxidation conditions of mesa structures, after which they were cut into two parts. One of them was left as a control, and the second was subjected to additional diffusion of boron into the SiO_2 layer in the mode corresponding to the developed technology. Then Al was sprayed onto all the plates, and MOS structures ($\text{Al}/\text{SiO}_2/\text{Si}$) were fabricated using photolithography. Then, the C-V-method was used to calculate the values of the total induced charge on the structure fabricated using additional boron diffusion (Q_{ss1}) and on the control MOS structure (Q_{ss2}). Voltage-Farad characteristics were measured using an RLC E7-12 instrument. The following results were obtained: $Q_{ss1} = 2.3 \cdot 10^{-9} \text{ C}$; $Q_{ss2} = 3.2 \cdot 10^{-9} \text{ C}$, the charge ratio was $Q_{ss2}/Q_{ss1} \approx 1.4$.

Thus, the additional diffusion of boron made it possible to reduce by 1.4 times the value of the total charge in SiO_2 , which is adequate to decreasing the density of surface states at the Si/SiO_2 interface [17]. This makes it possible to significantly reduce the tunneling of charge carriers through a potential barrier and thereby reduce the value of the reverse current of the diode.

Testing the effectiveness of the developed technology

For this research, three experimental batches of diode structures were formed. Half of the structures in each batch were manufactured using the basic technology, the other half — using one of the methods described above (G_{Ar} , G_B , G_{Ar+B}). The effectiveness of the technology was evaluated by the number of suitable structures, which were selected based on results of metallographic studies and by the value of the reverse current I_{rev} .

The validity criterion was set by limiting $I_{rev} \geq 1 \text{ } \mu\text{A}$ at a reverse voltage of 30 V. In accordance with this, the average value of the product yield for the structures manufactured using the basic technology was 84.1%, the proposed technology with the formation of a getter only on the reverse side of the plate (G_{Ar}) allowed for 88.2%, the technology with only boron diffusion into the working side of the plate (G_B) gave 89.7%, while the one with double-sided gettering (G_{Ar+B}) showed the result of 93.4%.

As can be seen, using any one of the proposed methods for obtaining diode structures allows us to increase the product yield by the criterion of smallness of the reverse current of the devices compared to the basic technology. Note that gettering significantly (from 2 to 6 times) reduces

the value of the reverse current. Double-sided gettering allows increasing the percentage of product yield by 9.3% and to obtain a 3–6 times lower I_{rev} .

Before the formation of a rectifying contact, metallographic studies of diode structures were carried out. In the structures obtained by the G_{Ar} method, there were no oxidative stacking faults (Fig. 4). In diode structures with a borosilicate glass (G_B) film, the density of OSF was $10^2 - 10^3 \text{ cm}^{-2}$, which is significantly (two orders of value) lower than on plates which were made by using the basic technology.

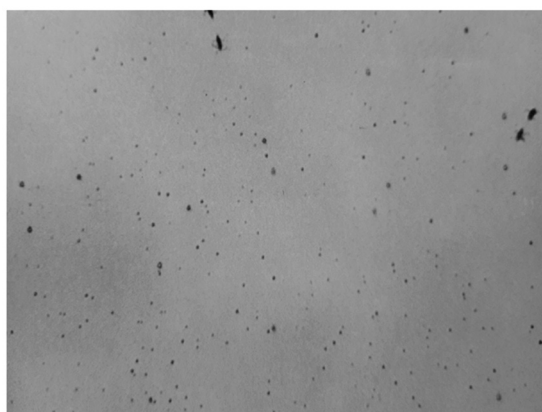


Fig. 4. The surface of the diode structure with the getter region created on the reverse side of the plate by the G_{Ar} method

Fig. 5 shows the reverse branches of current-voltage characteristics of diode structures which were made according to the basic technology and by using the developed methods for creating getter regions. It can be seen that using any of the proposed gettering methods can significantly reduce the level of the reverse current of the diodes increasing the diode breakdown voltage (possibly by eliminating surface breakdown). In this case, the G_B method is more effective than the G_{Ar} .

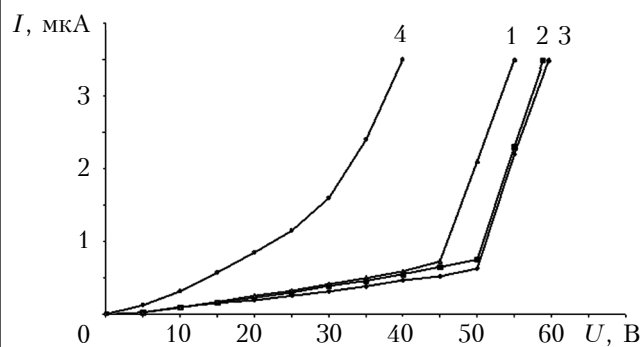


Fig. 5. Reverse I - V - characteristics of diode structures made by using various technologies: 1 - G_{Ar} ; 2 - G_B ; 3 - G_{Ar+B} ; 4 - basic technology (curves were obtained at 20°C)

Let us analyze how the gettering regions created by the G_{Ar} and G_B methods affect the parameters of the diode.

Implantation of argon ions on the reverse side of the sample plate during the annealing process leads to the formation of high-density dislocations, which play the role of drains for metal impurities. At the same time, the nuclei of the OSFs, which are formed during the growth of silicon ingots and during epitaxy, are also being suppressed. This prevents the formation of OSFs during the process of thermal oxidation of plates (see Fig. 4), due to which the generation component of the reverse current (1) is significantly reduced. In addition, the getter area created in this way effectively absorbs uncontrolled impurities from the bulk and near-surface regions of the plate, which reduces reverse currents of diodes, since they are caused by both bulk and surface mechanisms.

A borosilicate glass layer formed during the boron diffusion on the surface of the protective SiO_2 film exhibits a gettering effect against impurity contaminants (usually impurities of Na, K, Fe, Ni, Cu, etc.), which usually get into the SiO_2 layer grown by thermal oxidation from walls of the quartz tube and from oxidizing environment. This allows to perform a deep cleaning of the protective oxide layer and the Si/SiO_2 interface from the impurities, which makes it possible to reduce the total charge in SiO_2 , and this is equivalent to a decreasing of the density of surface states at the Si/SiO_2 interface. Improving the surface quality of structures, which is achieved by gettering, virtually eliminates the tunneling of current carriers through the potential barrier, which in turn provides a significant reduction in surface leakage currents at reverse connection of diodes. In addition, when conducting diffusion into the working side of the plate, the back side of the plate is not specifically protected, therefore, a high-alloyed gettering p^+ -layer is formed on it. This allows for a significant reduction in the density of OSFs formed during thermal oxidation in active regions of the diode [22]. It should also be noted that another possible reason for decreasing the density of defects may be the effect of «post-oxidizing annealing» occurring in relation to the already formed OSFs during boron diffusion [23].

Conclusion

The creation of a getter formed by implantation of argon ions on the reverse side of the diode structure plate using the G_{Ar} technology prevents the formation of OSFs in the active region of the diode structure, and also provides a relatively high-quality cleaning of the near-surface diode area from uncontrolled impurities, which leads

to a decrease in the charge carrier generation in the depletion region of semiconductor and to a reduction of the surface leakage currents.

The creation of a getter by diffusion of boron into the working side of the diode structure using the G_B technology prevents such undesirable surface effects as surface tunneling of electrons from the metal into the semiconductor and surface breakdown of diodes, and also makes it possible to reduce the density of OSFs on the working-side surface of the diode.

Thus, the first G_{Ar} method obviously prevents the generation of charge carriers in the depletion region of transition, but doesn't completely eliminate surface leakage currents. The second G_B method practically liquidates surface leakage current, but doesn't eliminate the generation component of the reverse current.

The diode breakdown voltage increases with the use of both technologies, however, the G_B method turned out to be more efficient than the G_{Ar} method.

When we used G_{Ar} and G_B technologies separately, the number of suitable diodes at the end of the production cycle increases by 5–6% compared with the basic technology, and by 11% when both of technologies G_{Ar+B} were used by applying double-sided gettering.

Thus, the developed technology for manufacturing Schottky diode structures prevents the formation of oxidative packing faults in the active region of the diode and improves the surface state of diode structures, which reduces the reverse current of diodes and, consequently, increases the percentage of product yield.

REFERENCES

1. Drozdov A.V., Danilov D.S., Yusupov I.V., Ghoshin G.G. [Simulation of diodes with Schottky barrier for applying in monolithic microwave integrated circuits]. *Doklady TUSUR*, 2018, vol. 21, no. 1, pp. 28-31. (Rus)
2. Kerimov E.A. Electrical properties of contacts with the IrSi-Si-based Schottky barrier. *Russian Microelectronics*, 2015, vol. 44, iss. 4, pp. 244-247.
3. Vikulin I.M., Stafeev V.I. *Fizika poluprovodnikovykh priborov* [Physics of semiconductor devices]. Moscow, Radio i Svyaz', 1990, 264 p. (Rus)
4. Khorosheva M.A., Kveder V.V., Seibt M. On the nature of defects produced by motion of dislocations in silicon. *Physica Status Solidi A*, 2015, vol. 212, iss. 8, pp. 1695-1703. <https://doi.org/10.1002/pssa.201532153>
5. Kveder V., Khorosheva M., Seibt M. Interplay of Ni and Au atoms with dislocations and vacancy defects generated by moving dislocations in Si. *Solid State Phenomena*, 2016, vol. 242, pp. 147-154. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/SSP.242.147>
6. Loginov Yu.Yu., Mozsherina A.V., Brilikov A.V. [Effect of elastic stresses on the formation of structural defects in semiconductors]. *Vestnik SibGAU*, 2013, no. 2(48), pp. 198-200. (Rus)
7. Ravi K.V. *Imperfactions and impurities in semiconductor silicon*. New York, Wiley, 1981, 379 p.
8. Vikulin I.M., Litvinenko V.N., Shutov S.V. et al. Enhancing parameters of silicon varicaps using laser gettering. *Tekhnologiya i konstruirovanie v elektronnoi apparature*. 2018, no. 2, pp. 29-32. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2018.2.29>
9. Rhoderick E. H. Metal-semiconductor contacts. Oxford, Clarendon Press, 1978, 201 p.
10. Solodukha V.A., Lanin V.L., Soloviev Ya.A. [Increasing the stability of the structures of the Schottky diodes with a guard ring to static electricity discharges]. *Bulletin of Polotsk State University. Serie C: Fundamental Sciences*. 2015, no.12. pp.72-81. (Rus)
11. Litvinenko V.N., Bohach N.V. [Defects and impurities in silicon and their gettering methods]. *Visnik KhNTU*, 2017, no. 1(60), pp. 32-42. (Rus)
12. Pilipenko V.A., Gorushko V.A., Petlitskiy A.N., Ponaryadov V.V., Turtsevich A.S., Shvedov S.V. Methods and mechanisms of gettering of silicon structures in the production of integrated circuits. *Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature*, 2013, no. 2-3, pp. 43-57.
13. Bokhan Yu.I., Kamenkov V.S., Tolochko N.K. Dominant factors of the laser gettering of silicon wafers. *Semiconductors*, 2015, vol. 49, iss. 2, pp. 270-273. <https://doi.org/10.1134/S1063782615020050>
14. Klimanov E.A. [Mechanism of gettering the generation-recombination centers in silicon at diffusion of phosphorus and boron]. *Uspekhi prikladnoi fiziki*, 2015, vol. 3, no. 2, pp. 121-125. (Rus)
15. Litvinenko V.M., Vikulin I.M. Influence of surface properties on the inverse characteristics of semiconductor devices. *Bulletin of KhNTU*, 2018, no. 1 (64), pp.46-56. (Rus)
16. Kruglov A.I., Krus A.P., Belyaev A.A. Optimization of the manufacturing technology of diode structures in order to reduce defect formation processes and improve the parameters of devices with a Schottky barrier. *Electronic equipment. Ser. 8. Quality management, standardization, metrology, testing*, 1989, iss. 2 (134). pp. 70-74. (Rus)
17. Anokhin V.Z. *Praktikum po himii i technologii poluprovodnikov* [Practical work on chemistry and technology of semiconductors]. Ed. Ugai Ya.A, Moscow, Higher School, 1978, 264 p. (Rus)
18. Grafutin V.I., Prokop'ev E.P., Timoshenkov S.P. Gettering and synergetic approaches to the problem of silicon and silicon-based materials. Review. *Nanotechnology Research and Practice*, 2014, vol. 1, no. 1, pp. 4-26. <http://dx.doi.org/10.13187/ejnr.2014.1.4n>
19. Pat. UA 125518. *Sposib vigotovlennya dioda Shottki* [Method of manufacturing a Schottky diode] / Litvinenko V.M., 2018, Bull. № 9. (Ukr)
20. Pat. UA 55798 A. [Method of fabricating structures of a diode with a Schottky barrier] / V.M. Litvinenko, S.V. Litvinenko. 2003, Bull. № 4. (Ukr)
21. Litvinenko V.M., Bogach M.V. *Vplyv technologichnykh faktoriv na parametri diodiv Shottky* [Influence of technological factors on the parameters of Schottky diodes]. Kherson, publ. by PP Vyshemirsky V.S., 2017, 116 p. (Ukr)
22. Labunov V.A., Baranov I.L., Bondarenko V.P., Dorofeev A.M. *Sovremennye metody getterirovaniya v tehnologii poluprovodnikovoy elektroniki*. [Modern methods of gettering in semiconductor electronics technology]. *Foreign electronics*. 1983, no. 11 (270), pp. 3-66. (Rus)
23. Nemtsev G.Z., Pekarev A.I., Chistyakov Yu.D., Burmistrov A.N. *Getterirovanie tochechnykh defektov v proizvodstve poluprovodnikovykh priborov*. [Gettering of point defects in the production of semiconductor devices]. *Foreign electronics*. 1981, no. 11 (245), pp. 3-63. (Rus)

Received 10.01 2018

DOI: 10.15222/ТКЕА2019.1-2.34
УДК 621.382

В. М. ЛИТВИНЕНКО¹, І. М. ВІКУЛІН², В. Е. ГОРБАЧОВ²

Україна, ¹Херсонський національний технічний університет;
²Одеська національна академія зв'язку ім. О. С. Попова

E-mail: hersonlvn@gmail.com

ПОЛІПШЕННЯ ЗВОРОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ДІОДА ШОТТКІ ПРИ ВИКОРИСТАННІ ГЕТЕРУВАННЯ

Діоди Шотткі (ДШ) широко використовуються в багатьох областях електроніки як випрямні діоди невеликої та середньої потужності, а також як імпульсні діоди. При цьому вартість ДШ залишається порівняно високою через низький вихід придатних приладів, що пояснюється високим рівнем зворотних струмів і низькою, в порівнянні з $p-n$ -переходами, пробивною напругою. Ці явища пов'язані з істотною залежністю зворотних струмів ДШ від якості поверхні діодних структур і впливом на них структурних дефектів і сторонніх домішок.

У даній роботі досліджено вплив структурних дефектів і домішкових забруднень поверхні на рівень зворотних струмів ДШ і ефективність застосування операцій гетерування для його зниження і підвищення виходу придатних приладів. Встановлено, що причинами низького відсотка виходу придатних структур ДШ при контролі рівня їх зворотних струмів є окислювальні дефекти упаковки, що утворюються в активних областях діодів в процесі проведення термічного окислення, і домішкові забруднення на поверхні діодних структур. Запропоновано технологію виготовлення структур ДШ з двома гетерними областями, одна з яких створена імплантацією аргону на зворотному боці пластини, друга — дифузіїєю бору на робочій стороні пластини.

У порівнянні з базовою технологією виготовлення структур ДШ показано, що розроблена технологія із застосуванням гетерування структурно-домішкових дефектів дозволяє запобігти утворенню окислювальних дефектів упаковки в активних областях діодів і поліпшити стан поверхні діодних структур, що дає можливість знизити рівень зворотних струмів діодів і, як наслідок, істотно (до 10%) підвищити вихід придатних приладів.

Ключові слова: гетерування, зворотний струм, діод Шотткі, домішки, окислювальні дефекти упаковки.

В. Н. ЛИТВИНЕНКО¹, И. М. ВИКУЛИН², В. Э. ГОРБАЧЕВ²

Украина, ¹Херсонский национальный технический университет;
²Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

E-mail: hersonlvn@gmail.com

УЛУЧШЕНИЕ ОБРАТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДИОДА ШОТТКИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ГЕТТЕРИРОВАНИЯ

Диоды Шоттки (ДШ) широко используются во многих областях электроники в качестве выпрямительных диодов небольшой и средней мощности, а также в качестве импульсных диодов. При этом стоимость ДШ остается сравнительно высокой из-за низкого выхода годных приборов, что объясняется высоким уровнем обратных токов и низким, по сравнению с $p-n$ -переходами, пробивным напряжением. Эти явления связаны с существенной зависимостью обратных токов ДШ от качества поверхности диодных структур и влиянием на них структурных дефектов и посторонних примесей.

В настоящей работе исследованы влияние структурных дефектов и примесных загрязнений поверхности на уровень обратных токов ДШ и эффективность применения операций геттерирования для его снижения и повышения выхода годных приборов. Установлено, что причинами низкого процента выхода годных структур ДШ при контроле уровня их обратных токов являются окислительные дефекты упаковки, образующиеся в активных областях диодов в процессе проведения термического окисления, и примесные загрязнения на поверхности диодных структур. Предложена технология изготовления структур ДШ с двумя геттерными областями, одна из которых создана имплантацией аргона на обратной стороне пластини, вторая — диффузией бора на рабочей стороне пластини.

В сравнении с базовой технологией изготовления структур ДШ показано, что разработанная технология с применением геттерирования структурно-примесных дефектов позволяет предотвратить образование окислительных дефектов упаковки в активных областях диодов и улучшить состояние поверхности диодных структур, что дает возможность снизить уровень обратных токов диодов и, как следствие, существенно (до 10%) повысить выход годных приборов.

Ключевые слова: геттерирование, обратный ток, диод Шоттки, примеси, окислительные дефекты упаковки.

Описание статьи для цитирования:

Litvinenko V. N., Vikulin I. M., Gorbachev V. E. Improvement of the reverse characteristics of Schottky diodes using gettering. Технологія і конструювання в електронній апаратурі, 2019, № 1, с. 34–39. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2019.1-2.34>

Cite the article as:

Litvinenko V. N., Vikulin I. M., Gorbachev V. E. Improvement of the reverse characteristics of Schottky diodes using gettering. Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature, 2019, no. 1, pp. 34–39. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2019.1-2.34>

V. S. TINKOVA¹, A. G. YAKUBOVSKAYA¹, I. A. TUPITSYNA¹, S. L. ABASHIN²,
A. N. PUZAN³, S. O. TRETYAK¹

Ukraine, Kharkov, ¹Institute for Scintillation Materials NAS of Ukraine;

²National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute";

³SSI "Institute for Single Crystals" NAS of Ukraine

E-mail: zvereva@isma.kharkov.ua

FLEXIBLE COMPOSITE SCINTILLATORS BASED ON ZnWO₄ MICRO- AND NANOPOWDERS

Nano-sized and micro-sized ZnWO₄ powders were obtained by different methods: hydrothermal synthesis with microwave heating, molten salt method, solid-state synthesis and crushing of bulk crystals. Their morphological features were studied using transmission electron microscope and scanning electron microscope. The obtained nano- and micro-sized powders were used as fillers for flexible composite scintillators. The silicon rubber was used as a binder. The luminescent characteristics and scintillation performance of composite scintillators were measured. The dependence of scintillation performance of flexible scintillators on the morphological features of ZnWO₄ nanocrystallites was demonstrated. The flexible composite scintillator based on zinc tungstate obtained by solid-state synthesis with lithium nitrate addition was obtained and investigated. Its scintillation performance was close to that of a ZnWO₄ single crystal.

Keywords: zinc tungstate, nano-sized crystals, micro-sized powders, composite scintillators, light output, afterglow.

There is now an ongoing research of effective technological methods for obtaining materials suitable for use in modern scintillation detectors (for nondestructive testing, digital radiography and X-ray, α , β , γ and neutron registration). The creation of composite scintillators based on micro- and nanoscale crystal powders [1] obtained by various methods [2–4] is a promising research direction in this field.

It was expected that using nano-sized materials would allow developing qualitatively new scintillators with functional characteristics that would satisfy the modern requirements (spatial, spectrometric and temporal resolution, sensitivity, radiation hardness, low afterglow) [5, 6]. The properties of nano-sized scintillation powders significantly depend on their size and morphology, and controlling this parameters allows producing scintillation detectors with high performance [7].

Zinc tungstate (ZnWO₄) is a promising material that could be a successful replacement for cadmium tungstate which contains toxic cadmium. It is possible because ZnWO₄ has the unique combination of properties (high density, high effective atomic number, small radiation length and scintillation performance) similar to those of cadmium tungstate. Therefore, ZnWO₄ can be used in X-ray, gamma and neutron radiation

detectors in homeland security systems and for non-destructive testing.

Thus, the primary task of the work was to choose the best method to produce ZnWO₄ powder for development of high performance flexible composite scintillators.

Research methodology

ZnWO₄ single crystals grown by Czochralski method [8] were used to obtain powders with different grains sizes. The crushing of ZnWO₄ single crystals was carried out with laboratory mechanical mortar Retch RM 200. The following fractionation was carried out with vibratory sieve shaker Retch AS 200 using sieves No 0080, 0100, 0140, 0200, 0250.

For the preparation of 0.1 M aqueous solutions Zn(NO₃)₂·6H₂O (99.9%) and Na₂WO₄·2H₂O (>99.9%) were used. Before the synthesis the solutions were mixed with a ratio of 1:1. The pH of the mixture was changed by addition of 30% NH₃·H₂O solution (99%). ZnWO₄ powder was synthesized from the obtained mixture by microwave-hydrothermal method.

ZnO (99.995%) and WO₃ (99.995%) were used as starting materials for the synthesis of ZnWO₄ scintillation powder by molten salt and solid-state methods. LiNO₃·6H₂O (99.9%) was used as a low-temperature solvent and as a mineralizer in molten salt and solid-state methods, respectively.

Morphology of the nano-sized crystals was determined using transmission electron microscope

This work was supported by National Academy of Science of Ukraine through grant of young scientists' project of NAS of Ukraine in 2017, contract No. 51-2017.

(TEM) EM-125 (SELMA, Ukraine). Electron accelerating voltage was 125 keV, the survey was carried out in the bright field mode, and the image was recorded by CCD matrix. The carbon films coated with water suspension of the investigated powders were used for electron microscopy.

Morphology of the micro-sized crystals was determined using scanning electron microscope (SEM) REM-100U with energy dispersive attachment EDAR.

X-ray diffraction study (XRD) was carried out using Siemens D500 automated powder diffractometer ($\text{Cu}_{K\alpha}$ radiation, Ni filter, $5^\circ \leq 2\theta \leq 110^\circ$, $\Delta 2\theta = 0.02^\circ$, delay time of 24 s per point). Rietveld refinement of obtained pattern was carried out with FullProf and WinPLOTR software packages [9]. Cell dimensions, anisotropic profile function, background function and systematic instrumental errors were taken into account.

Flexible scintillation composite samples ($\varnothing 30 \times 2$ mm) based on ZnWO_4 powders obtained by different methods were prepared. The heat-resistant low molecular silicone rubber was used as a binder. The luminescent and scintillation characteristics of the composite samples were investigated. ZnWO_4 and CdWO_4 polished plates with size of $10 \times 10 \times 2$ mm were used as references during the measurements of scintillation performances. Both reference plates were cut from crystals grown by Czochralski method. The light yield of CdWO_4 was measured in [10] as 19500 ph/MeV.

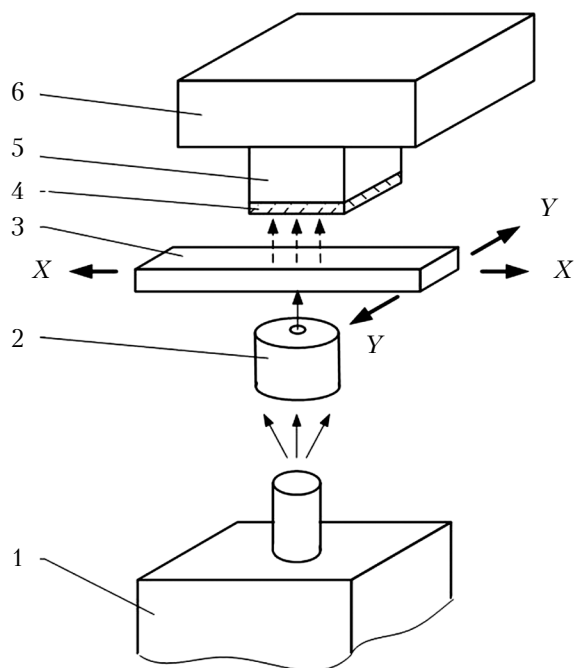


Fig. 1. Scheme of light output measurements:

1 – X-ray source; 2 – collimator; 3 – objective table; 4 – protective filter; 5 – photodetector; 6 – amplifier

X-ray luminescence spectra were measured by spectrometric complex KSVU-23. REIS ($U_\alpha \leq 40$ keV, $I_\alpha \leq 50$ μA) X-ray source was used for excitation.

Light output of the investigated composite samples was measured in scanning mode with respect to ZnWO_4 and CdWO_4 single crystals by the scheme which is presented in Fig. 1. The objective table 3 with investigated samples moves between the photodetector 5 and X-ray tube (focal spot 0.8 mm) in a plane XY with a step of 3 mm, which can be changed in manual mode. X-ray transmission optical scheme was used during measurements. The different light collection conditions were considered. X-ray source ($U_\alpha = 100$ keV, $I_\alpha = 1$ mA) was used for excitation. The measurement error of the light output was 12%.

The afterglow level was determined by means of a measuring set up which included a pulsed X-ray source RAPAN 200/100 ($U_\alpha = 130 - 180$ kV, irradiation time 2 s), a control unit, a Si-photodiode S8594, a current-to-voltage converter, a multiplexer, an analog-to-digital converter, and a computer with an appropriate software. The measurement error of the afterglow level was 10%.

Experimental results and discussion

Flexible composite scintillators based on ZnWO_4 obtained by crushing of bulk crystals

Micro- and nanocrystallites ZnWO_4 used as fillers for composite scintillators were obtained by crushing of bulk crystals [11]. The advantages of the method are the high speed of the process and the simplicity of the milling hardware. The feature of the method is wide particles size distribution of resulting crystallites (from several nanometers to hundreds of micrometers).

As a result of ZnWO_4 single crystal crushing we obtained the following ratio of the particle size fractions: more than 280 μm was 4.5%; 140 – 280 μm was 33.5%; 80 – 140 μm was 26%, less than 80 μm was 36% [12]. The composite sample (further denoted as ZWO-30) based on as-crushed crystal was prepared. During the polymerization of the binder the sedimentation of ZnWO_4 particles takes place. Large particles settle on the bottom of the mold for casting, while particles of several tens of nanometers remain in suspension forming a dense composite surface. SEM-evaluation of the composite scintillator surfaces has shown that ZnWO_4 particles about 250 nm in size were located on the top side and particles with average size of 250 μm were on the bottom side of the composite sample. (Further these surfaces will be denoted as ZWO-30-250nm and ZWO-30-250 μm , respectively.)

The light output of the obtained samples was determined by two methods, i. e. the light output

was estimated by cathodoluminescence technique and measured under X-ray excitation.

The technique for measuring light output under cathode excitation is described in [11]. It should be noted that the experimental conditions of light output estimation used in [11] have minimized the influence of light collection due to reflection-type optical scheme in the measurements of cathodoluminescence intensity.

The light output was determined for the both sides of the sample (ZWO-30-250nm and ZWO-30-250 μ m) based on the cathodoluminescence results. The penetration depth of the high-energy electron beam into the surface was very small and only luminescence of the surface layers was observed under irradiation. The light output of the ZWO-30-250nm (97 a. u.) was almost twice higher than that of the ZWO-30-250 μ m (45 a. u.) and the ZnWO₄ single crystal (46 a. u.) [11].

The light output of the ZWO-30 under X-ray excitation was determined using the optical transmission scheme shown in Fig. 1. The light output of the ZWO-30 under X-ray excitation was measured from both top and bottom sides (**Table 1**). The ZWO-30 sample and ZnWO₄ single crystal reference were placed on a white diffuse reflector. The relative light outputs of ZWO-30-250 μ m and ZWO-30-250nm were 280% and 227% of ZnWO₄ single crystal, respectively. It could be due to size gradient distribution of particles through the thickness of the composite samples (as a consequence of the sedimentation described above) [12]. As a result, the best light collection conditions for this measurement method were achieved on ZWO-30-250 μ m. Further in the article it will be shown that the change of light collection condi-

tions shows significant effect on the light output of composite scintillators.

The measurement results demonstrate that the described preparation method of scintillation powder allows obtaining composite scintillators based on ZnWO₄ with high scintillation performance. However, mass production of such composite scintillators is expensive. Therefore, it is desirable to find ways of preparing ZnWO₄ powder with good scintillation characteristics by passing the growth stage and the following crushing of a single crystal.

Flexible composite scintillators based on ZnWO₄ obtained by hydrothermal synthesis with microwave heating

Hydrothermal synthesis with microwave heating allows controlling all parameters of the reaction (time, temperature, pressure), which ensures homogeneous nucleation process under homogeneous heating of the reaction mixture and yields in dispersion of high purity with a specified narrow particle size distribution [13]. The method also allows obtaining specified morphology of nanocrystals, which directly relates to the electronic structure, binding energy and surface energy [14].

The hydrothermal synthesis of zinc tungstate nanocrystals was carried out using microwave heating of aqueous solutions of Zn(NO₃)₂·6H₂O and Na₂WO₄·2H₂O (pH = 6.5–9.5) at temperatures of 120–200°C for 30 min [14]. The results of XRD (**Fig. 2**) showed that the nucleation of ZnWO₄ nanocrystals with a monoclinic wolframite structure (JCDPS No 15-0774 [15]) begins at 120°C. The increase in temperature and pH accelerates the growth of the crystallites.

The investigation of ZnWO₄ nanopowders morphology using TEM showed that samples synthesized at pH = 9.5 and temperature of 120°C, consisted of “grain” nanoparticles with a size of 25–50 nm, while those synthesized at 200°C

Table 1
The light output under X-ray excitation of composite scintillators based on ZnWO₄ obtained by different methods

Method	Sample	Light output, %
Czochralski	Polished ZnWO ₄ single crystal	100
Crushed crystal	ZWO-30-250 μ m	280
	ZWO-30-250nm	227
Hydrothermal synthesis with microwave heating	ZWO-25g	16
	ZWO-100r	23
	ZWO-200r	30
Molten salt synthesis	ZWO-MSM	67
Solid-state synthesis	ZWO-SSS	155
	ZWO-SSS-LiNO ₃	272

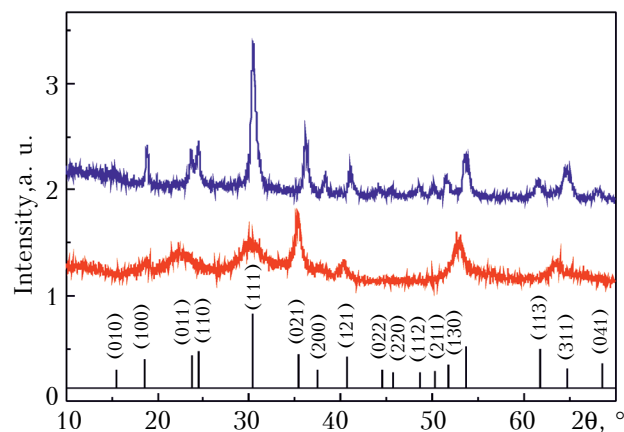


Fig. 2. X-ray diffraction patterns of ZnWO₄ nanocrystals obtained by hydrothermal synthesis with microwave heating at pH = 9.5 and different temperature values

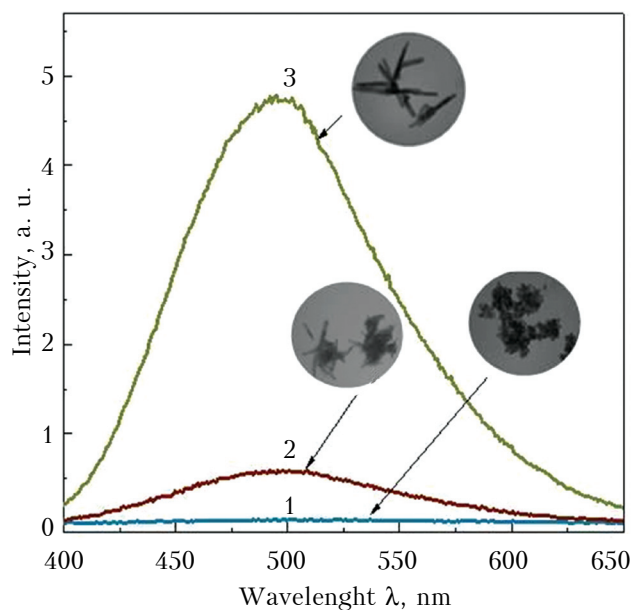


Fig. 3. X-ray luminescence spectra of ZnWO_4 nanopowders obtained by hydrothermal synthesis with microwave heating at pH = 9.5 and different temperature values:
1 – 120°C; 2 – 160°C; 3 – 200°C

consisted of “rod” nanoparticles of 250–300 nm in length and 30 nm in diameter (**Fig. 3**). Such a preferential growth along one of the crystallographic directions is explained by the anisotropic structure of ZnWO_4 .

X-ray luminescence spectra investigation of the obtained powders showed the presence of a band with $\lambda_{\text{max}} \approx 500$ nm. This band is typical for ZnWO_4 single crystals and is caused by the emission of self-trapped excitons in the WO_6^{6-} oxyanion complex [16]. Fig. 3 illustrates the dependence of X-ray luminescence intensity on the morphology (sizes) of nanopowders synthesized at different conditions. Emission intensity of the “grains” is nearly zero (curve 1), while for “rods” the luminescence intensity (curve 3) is typically high for ZnWO_4 . Similar dependences were observed in nanocrystals of different oxygen-containing compounds [17–19].

Such a big difference between curve 1 and curve 3 could be explained by the fact that the decreasing of nanocrystal sizes leads to an increase in oxygen vacancies, which in turn causes the formation of WO_6 octahedra with distorted structure (luminescence centers with low probability of photon emission) [20]. It was shown that red luminescence is associated with the distorted complexes. The photoluminescence spectra of nano-sized ZnWO_4 samples excited by irradiation with a wavelength of $\lambda_{\text{ex}} = 355$ nm contain a red emission band at 700 nm (**Fig. 4**). The intensity of the red band increases with the decrease of the ZnWO_4 nano-

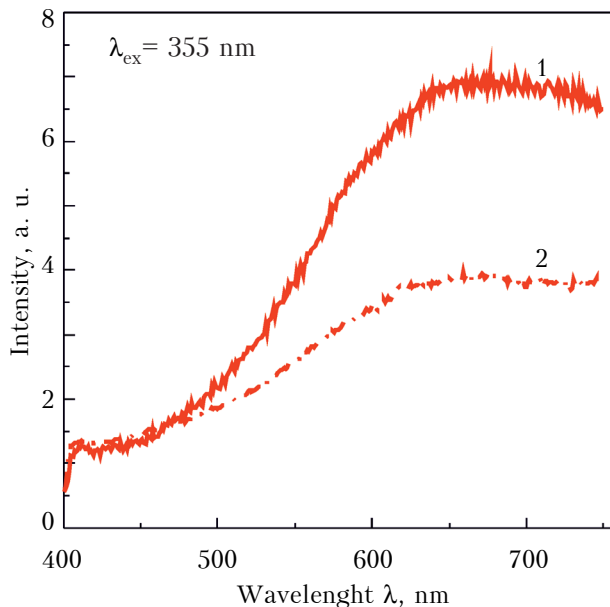


Fig. 4. Photoluminescence spectra of ZnWO_4 “grains” before (1) and after annealing in air (2)

crystals size. At the same time the intensity of the red band for the samples annealed in air decreases, which indicates the healing of oxygen vacancies and decrease in concentration of distorted WO_6 octahedra.

As it was shown in [20], that annealing of ZnWO_4 nanopowders in air leads to a significant increase in X-ray luminescence intensity of the “grains” and has virtually no effect on intensity of the “rods” (**Fig. 5**).

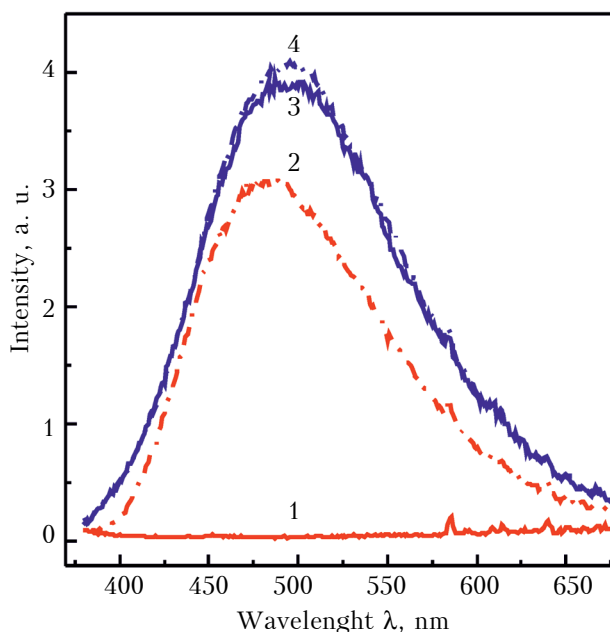


Fig. 5. X-ray luminescence spectra of ZnWO_4 nanopowders:

1 – “grains”; 2 – “grains” after annealing; 3 – “rods”; 4 – “rods” after annealing

Under X-ray excitation, the red luminescence is absent even in the samples with high oxygen vacancy concentration. A competing nonradiative relaxation channel is formed in WO_6 octahedra before air annealing, which causes a decrease in the luminescence intensity of the main emission band. After air annealing, the concentration of the distorted WO_6 octahedra decreases, simultaneously increasing the main band intensity. This could possibly explain the increase in the intensity of the main band in X-ray luminescence spectrum after annealing the samples in air.

Composite samples with sizes of $10 \cdot 10 \cdot 2$ mm were based on the obtained ZnWO_4 nanopowders. The light outputs of the composite samples were measured with reference to the ZnWO_4 single crystal ($10 \cdot 10 \cdot 2$ mm). The results of the measurements are shown in Table 1 (ZWO-25g contained “grains” of 25 nm, ZWO-100r – “rods” of 100 nm in length, ZWO-200r – “rods” of 200 nm in length).

The data in Table 1 show an increase of light output with the increase in nanoparticles size. However, the light output of the nanodispersed samples does not exceed 30% of that of the single crystal sample. Thus, this method does not ensure obtaining a scintillation material of the required quality.

Flexible composite scintillators based on ZnWO_4 obtained by molten salt synthesis

Synthesizing nanomaterials using a low-temperature solvent offers the following advantages: the simplicity of the required equipment and a high efficiency of the particles obtained at temperatures below the melting point of the synthesized substance [21].

Single-phase nanocrystalline samples of the ZnWO_4 scintillator were obtained by molten salt method (MSM) using a low-temperature LiNO_3 solvent at 270°C for 6 and 16 hours [22]. The original sample was amorphous ZnWO_4 obtained by co-precipitation method. Then, the precipitate

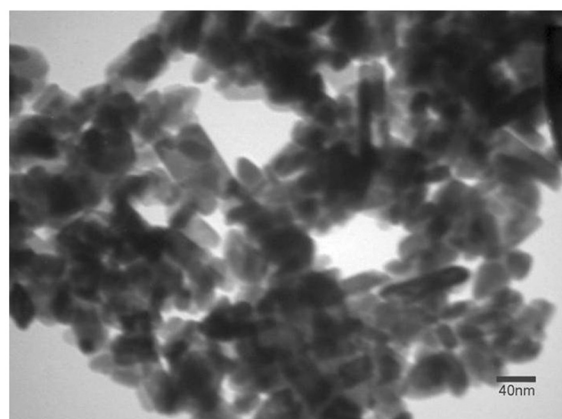


Fig. 6. TEM image of the nanopowder obtained by molten salt synthesis at the following conditions: $\text{ZnWO}_4/\text{LiNO}_3$ ratio of 1:10 after annealing for 16 hours

was mixed with lithium nitrate in a ratio of 1:6 and 1:10.

The investigation of powder morphology using TEM showed that the largest granules (100 nm) were synthesized at $\text{ZnWO}_4/\text{LiNO}_3$ ratio of 1:10 after synthesizing (annealing) for 16 hours (Fig. 6). The size of nanocrystals obtained at other synthesis conditions was less than 100 nm.

Table 2 shows the XRD data and calculated on their basis unit cell parameters of ZnWO_4 nanocrystals obtained under different synthesis conditions (different $\text{ZnWO}_4/\text{LiNO}_3$ ratios and different synthesis time periods). The crystal lattice of nanocrystals is markedly distorted in comparison with the ICDD database data for zinc tungstate ZnWO_4 (JCDPS No 15-0774 [15]). This is particularly noticeable in the changing of the unit cell volume. There is a tendency for crystal lattice distortion to reduce (in particular, the lattice volume parameter V) with the increase of the synthesis time at the same lithium nitrate concentration. The similar influence of synthesis conditions on the crystal lattice parameters was reported in [23].

Table 2

Unit cell parameters of ZnWO_4 nanocrystals obtained under different synthesis conditions, compared to the data for zinc tungstate presented in [15]

Ratio $\text{ZnWO}_4:\text{LiNO}_3/\text{time}$	$a, \text{\AA}$	$b, \text{\AA}$	$c, \text{\AA}$	$\beta, ^\circ$	$V, \text{\AA}^3$
1:6 / 6 h	4.68266(9)	5.75328(12)	4.94864(8)	90.6305(11)	133.311(4)
1:10 / 6 h	4.68258(9)	5.75424(12)	4.94881(8)	90.6352(12)	133.336(4)
1:6 / 16 h	4.68341(8)	5.74941(11)	4.94598(88)	90.6362(10)	133.171(4)
1:10 / 16 h	4.68340(9)	5.74908(11)	4.94544(8)	90.6386(10)	133.149(4)
ZnWO_4 [15]	4.69264	5.71546	4.92691	90.627	132.135

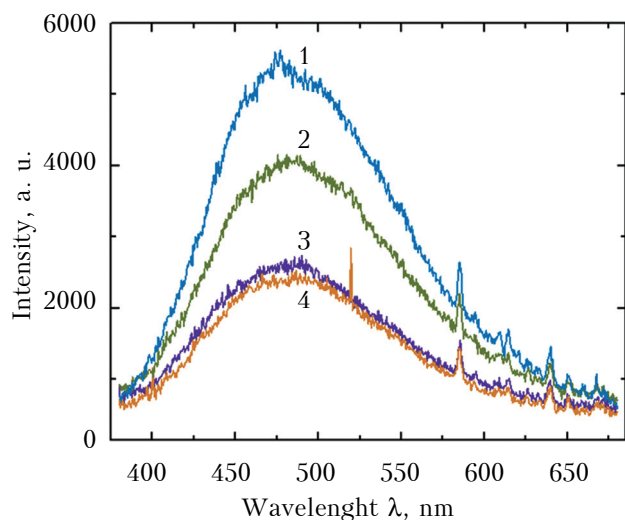


Fig. 7. The X-ray luminescence spectra of nanopowders obtained by molten salt synthesis under difference conditions (ratio $\text{ZnWO}_4\text{:LiNO}_3$, synthesis time): 1 – 1:10, 16 h; 2 – 1:6, 16 h; 3 – 1:6, 6 h; 4 – 1:10, 6 h

The X-ray luminescence spectra of the obtained powders show that nanosized crystal samples with less distorted crystal lattices demonstrate better scintillation performance. The highest luminescence intensity was demonstrated by the sample synthesized at the following conditions: $\text{ZnWO}_4/\text{LiNO}_3$ ratio of 1:10 after annealing for 16 hours (**Fig. 7**). X-ray luminescence intensity of the obtained powders decreases with reduction in annealing time and concentration of low-temperature solvent.

The light output under X-ray excitation and the afterglow level of composite scintillator based on the ZnWO_4 powder obtained by the molten salt method ($\text{ZnWO}_4/\text{LiNO}_3 = 1:10$, 16 h) are shown in Table 1 (ZWO-MSM) and **Table 3**, respectively.

The light output of the ZWO-MSM sample was 67% of that of the ZnWO_4 single crystal (see Table 1). However, the afterglow level of ZWO-MSM is almost 2 times lower in the time range of 3–5 ms than that of the ZWO-30-250 μm , which is very important for using these scintillators in computer tomography.

The afterglow level of ZnWO_4 composite scintillators under X-ray excitation

Sample	Granule sizes	Afterglow level, %, after different periods of time			
		3 ms	5 ms	10 ms	20 ms
Polished ZnWO_4 single crystal	—	0.19	0.11	0.13	0.07
ZWO-30-250 μm	250 μm	0.14	0.103	0.068	0.045
ZWO-MSM	100 nm	0.072	0.064	0.055	0.047

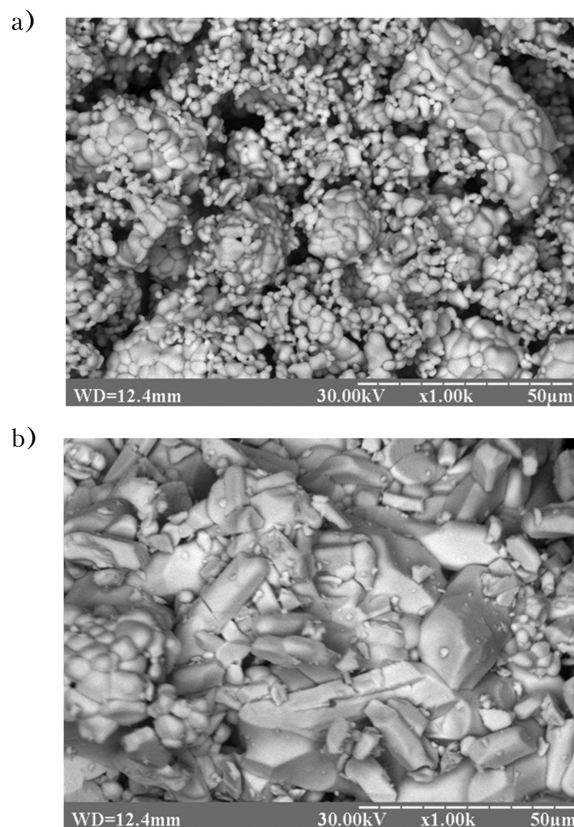


Fig. 8. SEM images of ZnWO_4 crystallites synthesized at 950°C for 50 hours without a mineralizer (a) and with LiNO_3 (b)

The improvement of the afterglow level of the scintillators can be explained by the entry of lithium ions from the solvent into the ZnWO_4 crystal lattice, thus compensating the uncontrolled impurities charge (in particular, trivalent metal ions). This leads to changes in the defect structure and, as a result, to disappearing of deep charge traps. A similar effect of the lithium impurities on the afterglow was observed for cadmium tungstate crystals [24].

Flexible composite scintillators based on ZnWO_4 obtained by solid-state synthesis

The most commonly used method for preparing of micro-sized oxide powders is solid-state synthesis (SSS), which is quite simple in technical realization. The use of a low-melting salt as a mineralizer (up to 10 wt. %) is one of the ways to accelerate solid-state reactions. The mineralizer reduces synthesis temperature, forms a melt, improves the diffusion of reagents and accelerates the growth of grains [25, 26].

As can be seen in the SEM images in **Fig. 8**, after 50 h long synthesis without

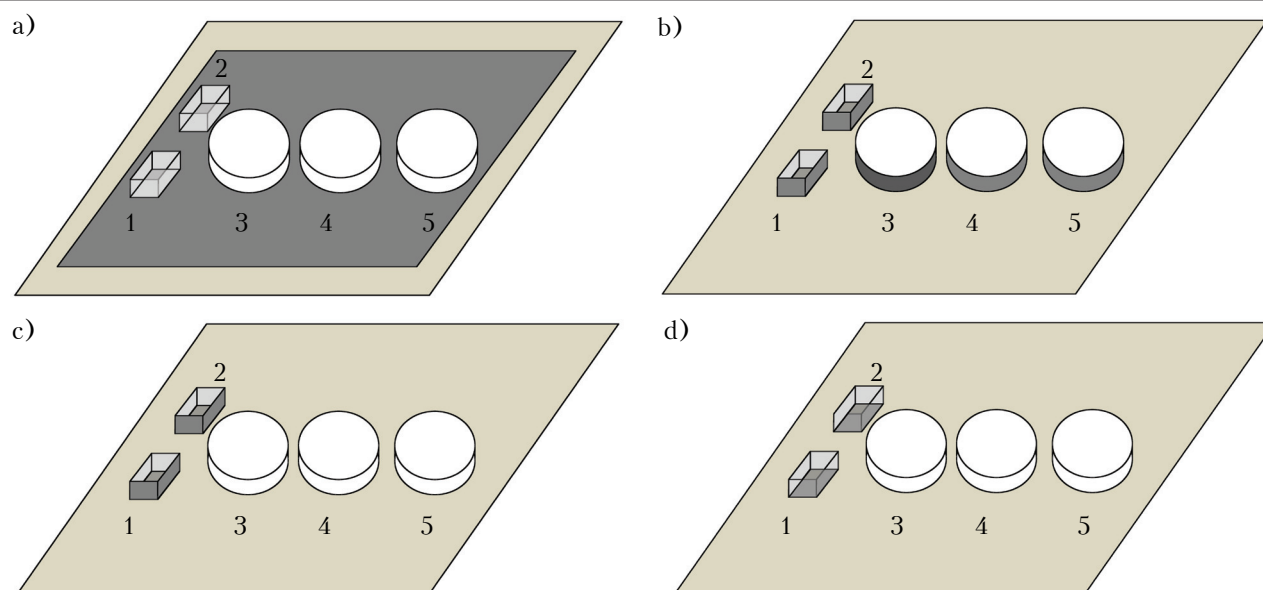


Fig. 9. The location scheme of samples on an objective table when measuring light output under X-ray excitation: *a* – all samples are placed on a white diffusion reflector; *b* – all sides of the samples, except the top, are covered with a white diffusion reflector; *c* – only the crystals are covered with a white diffusion reflector (all sides except the top); *d* – only the crystals are covered with a white diffusion reflector (bottom side only)
 1 – ZnWO_4 single crystal (10·10·2 mm); 2 – CdWO_4 single crystal (10·10·2 mm); 3 – ZWO-30-250 μm ; 4 – ZWO-SSS; 5 – ZWO-SSS- LiNO_3

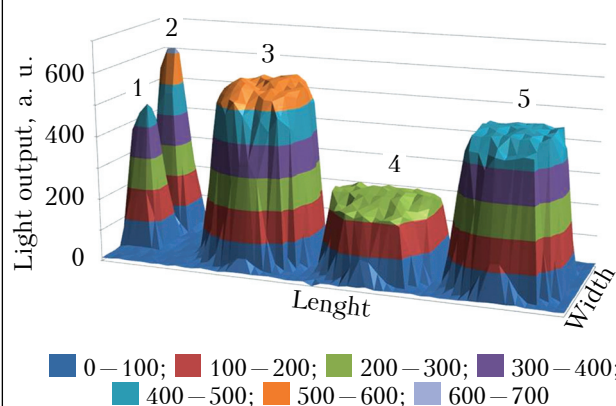


Fig. 10. Light output area distribution of different samples:

1 – single crystal ZnWO_4 ; 2 – single crystal CdWO_4 ; 3 – ZWO-30-250 μm ; 4 – ZWO-SSS; 5 – ZWO-SSS- LiNO_3

the mineralizer, the sizes of the obtained ZnWO_4 grains were 0.5–2 μm , while after the synthesis under the same conditions but with the addition of lithium nitrate the sizes were 20–30 μm .

Fig. 9 shows the samples location on the objective table when measuring the light output under X-ray excitation. For clarity, the white diffuse reflector is shown in dark gray. The light output of the composite samples (estimated under X-ray excitation using the optical transmission scheme shown in Fig. 1) is presented in **Fig. 10** and **Table 4**. The samples were placed on the objective table and the light output throughout the scintillation sample was measured at 3 mm step. The light output of the sample was determined as the average value over the entire area.

Table 4

The light output under X-ray excitation of scintillation samples under different light collection conditions

Light output collection conditions	Light output, %				
	CdWO_4 single crystal	ZnWO_4 single crystal	ZWO-30-250 μm	ZWO-SSS	ZWO-SSS- LiNO_3
All samples placed on white diffusion reflector	288	100	280	155	272
All the sides of the samples except the top were covered by white diffusion reflector	130	100	121	60	107
Only the crystals were covered by a white diffusion reflector (all sides except top side)	133	100	84	51	80
Only the crystals were covered by a white diffusion reflector (just the bottom side)	136	100	88	54	83

As can be seen from Table 1, the light output of the composite sample based on the powder prepared by solid state synthesis with addition of the mineralizer (ZWO-SSS-LiNO₃) is twice as high as that of the sample synthesized without the mineralizer (ZWO-SSS).

Table 4 shows that the light output of composite samples significantly depends on the light collection conditions. The light output of ZWO-SSS-LiNO₃ is comparable with the light output of the composite based on a crushed ZnWO₄ crystal and is close to a 10·10⁻² mm CdWO₄ single crystal for all samples placed on a white diffusion reflector. In the case when the single crystals were covered with a white diffusion reflector, the light collection in single crystal samples improved, and the light output of ZWO-30-250 m and ZWO-SSS-LiNO₃ is comparable to the ZnWO₄ single crystal. Also, in comparison with the single crystal, the composite scintillators demonstrate a good uniformity of scintillation parameters through the area of the sample. The results demonstrated in Fig. 10 were measured using the same light collection conditions for crystals and composite scintillators (all the sides of the samples except the top ones were covered by white diffusion reflector, see Fig. 9, b).

As was shown above, a significant increase in the light output of the composite scintillators made from crushed single crystals may be caused by better light collection conditions, which is obviously characteristic of ZWO-SSS-LiNO₃ composites as well.

Conclusions

Research of the scintillation and luminescence characteristics of flexible composite scintillators made of micro- and nano-sized ZnWO₄ powders obtained by different methods showed the following.

The light output of the composite made of the ZnWO₄ powder obtained by grinding a ZnWO₄ bulk crystal is 84–280% of that of the ZnWO₄ single crystal and depends on the light collection conditions. Such a scintillator can be used in various X-ray and gamma-ray detectors. Composite samples of nano-sized ZnWO₄ powders obtained by the hydrothermal-microwave and molten salt methods are inferior to crushed crystal composite in terms of their scintillation characteristics.

The solid-state synthesis method using the lithium nitrate mineralizer makes it possible to obtain a ZnWO₄ micron powder with high scintillation characteristics, bypassing the single crystal growth stage. Under certain conditions of light collection, the parameters of a composite scintillator prepared from such a powder are comparable to those of a single crystal. Such composite scintillator can be

an alternative to a composite made of a powder obtained by grinding crystal.

Moreover, the manufactured flexible composite scintillators have a high uniformity of light output through the area, which makes them promising for digital radiography.

REFERENCES

1. Buchele P., Richter M., Tedde S.A. et al. X-ray imaging with scintillator-sensitized hybrid organic photodetectors. *Nature Photonics*, 2015, no. 9, pp. 846–848. <http://dx.doi.org/10.1038/nphoton.2015.216>
2. Amouzegar Z., Naghizadeh R., Rezaie H.R. et al. Microwave engineering of ZnWO₄ nanostructures: Towards morphologically favorable structures for photocatalytic activity. *Ceramics International*, 2015, no. 41, pp. 8352–8359. <http://doi.org/10.1016/j.ceramint.2015.03.020>
3. Hojamberdiev M., Zhub G., Xua Y. Template-free synthesis of ZnWO₄ powders via hydrothermal process in a wide pH range. *Materials Research Bulletin*, 2010, no. 45, pp. 1934–1940. <http://doi.org/10.1016/j.mater-resbull.2010.08.015>
4. Wang Y., Liping L., Li G. Solvothermal synthesis, characterization and photocatalytic performance of Zn-rich ZnWO₄ nanocrystals. *Applied Surface Science*, 2017, no. 393, pp. 159–167. <http://doi.org/10.1016/j.apsusc.2016.10.001>
5. Klassen N.V., Kurlov V.N., Rossolenko S.N. et al. Scintillation fibers and nanoscintillators for improvement the spatial, spectrometric and time resolution of radiation detectors. *Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics*, 2009, no. 73, pp. 1451–1456.
6. Reithmaier J.P., Søk G., Löffler A. et al. Strong coupling in a single quantum dot—semiconductor microcavity system. *Nature*, 2004, no. 432, pp. 197–200. <http://doi.org/10.1038/nature02969>
7. Zhmurin P.N., Malyukin Yu.V. *Spectroscopy of the rare-earth ions in the bulk and nanoscale crystals*. Kharkiv, Institute for single crystal, 2007, 160 p.
8. Nagornaya L.L., Grinyov B.V., Dubovik A.M. et al. Large volume ZnWO₄ crystal scintillators with excellent energy resolution and low background. *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, 2009, no. 56, pp. 994–1001.
9. Rodriguez-Carvajal J., Roisnel T. FullProf.98 and WinPLOTR: New Windows95/NT applications for diffraction. *Commission for Powder Diffraction, International Union of Crystallography*, Newsletter no. 20, 1998
10. Nagornaya L., Onyshchenko G., Pirogov E. et al. Production of the high-quality CdWO₄ single crystals for application in CT and radiometric monitoring. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. Section A*, 2005, no. 537, pp. 163–165. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2004.07.258>
11. Lisitsyn V.M., Valiev D.T., Tupitsyna I.A. et al. Effect of particle size and morphology on the properties of luminescence in ZnWO₄. *Journal of Luminescence*, 2014, no. 153, pp. 130–136. <http://doi.org/10.1016/j.jlumin.2014.03.024>
12. Ryzhikov V.D., Grinyov B.V., Boyarintsev A.Yu. et al. Multi-layered composite detectors for neutron detection. *Functional Materials*, 2018, no. 1, pp. 172–179. <https://doi.org/10.15407/fm25.01.172>
13. Liao H.W., Wang Y.F., Lui X.M. et al. Hydrothermal preparation and characterization of luminescent CdWO₄ nanorods. *Chemistry of Materials*, 2000, no. 12, pp. 2819–2821. <http://doi.org/10.1021/cm000096w>
14. Yakubovskaya A.G., Tupitsina I., Sofronov D. et al. Microwave hydrothermal synthesis and luminescent properties

of ZnWO_4 nanoparticles. *Functional Materials*, 2013, no. 20, pp. 523–527. <http://dx.doi.org/10.15407/fm20.04.523>

15. JCDPS PDF-1 File, *International Committee for Diffraction Data*, PA, USA, 1994.

16. Nagirnyi V., Feldbach E., Jonsson L. et al. Energy transfer in ZnWO_4 and CdWO_4 scintillators. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. Section A*, 2002, no. 486, pp. 395–398. [http://doi.org/10.1016/S0168-9002\(02\)00740-4](http://doi.org/10.1016/S0168-9002(02)00740-4)

17. Krutyak N., Mikhailik V., Vasil'ev A. et al. The features of energy transfer to the emission centers in ZnWO_4 and $\text{ZnWO}_4\text{:Mo}$. *Journal of Luminescence*, 2013, no. 144, pp. 105–111. <http://10.1016/j.jlumin.2013.06.039>

18. Vistovskyy V., Chornodolskyy Ya., Gloskovskii A. et al. Modeling of X-ray excited luminescence intensity dependence on the nanoparticle size. *Radiation Measurements*, 2016, vol. 90, pp. 174–177. <https://doi.org/10.1016/j.radmeas.2015.12.010>

19. Wang Y., Ma J., Tao J. et al. Hydrothermal synthesis and characterization of CdWO_4 nanorods. *Journal of the American Ceramic Society*, 2006, vol. 89, iss. 9, pp. 2980–2982. <https://doi.org/10.1111/j.1551-2916.2006.01171.x>

20. Tupitsyna I.A., Maksimchuk P.O., Yakubovskaya A.G. et al. X-ray and photo-excited luminescence of ZnWO_4 nanoparticles with different size and morphology. *Functional Materials*, 2016, no. 23, pp. 535–539. <http://doi.org/10.15407/fm23.04.357>

21. Jan B., Lei F. Molten salt synthesis, characterization and luminescence of $\text{ZnWO}_4\text{:Eu}^{3+}$ nanophosphors. *Journal of Alloys and Compounds*, 2010, vol. 507, iss. 2, pp. 460–465. <http://doi.org/10.1016/j.jallcom.2010.07.203>

22. Yakubovskaya A.G., Katrunov K.A., Tupitsina I.A. et al. Nanocrystalline zinc and cadmium tungstates: Morphology, luminescent and scintillation properties. *Functional Materials*, 2011, no. 18, pp. 446–451.

23. Chen L., Fleming P., Morris V. et al. Size-related lattice parameter changes and surface defects in ceria nanocrystals. *The Journal of Physical Chemistry C*, 2010, no. 114, pp. 12909–12919. <http://doi.org/10.1021/jp1031465>

24. Vedda A., Moretti F., Fasoli M. et al. Intrinsic trapping and recombination centers in CdWO_4 investigated using thermally stimulated luminescence. *Physical Review B*, 2009, vol. 80, iss. 4, pp. 045104-1-7. <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.80.045104>

25. Gorshkov V.S., Saveliev V.G., Fedorov N.F. *Fizicheskaya Khimiya Silikatov i Drugikh Tugoplavkikh Soedinenii* [Physical Chemistry of Silicates and Other Refractory Compounds]. Moscow, Vysshaya shkola, 1988, 203 p. (Rus)

26. Budnikov P.P., Gistling A.M. *Reaktsii v Smesnykh Tverdykh Veshchestv* [Reactions in Mixtures of Solid Substances], Moscow, Stroiizdat, 1971, 311 p. (Rus)

Received 21.05 2018

DOI: 10.15222/ТКЕА2019.1-2.40

УДК 539.1.074.3 : 62-492.2 : 546.47'78'21

В. С. ТИНЬКОВА, Г. Г. ЯКУБОВСЬКА¹,
І. А. ТУПІЦИНА¹, С. Л. АБАШИН²,
Г. Н. ПУЗАН³, С. О. ТРЕТЬЯК¹

Україна, м. Харків,

¹Інститут сцинтиляційних матеріалів НАН України;

²Національний аерокосмічний університет
«Харківський авіаційний інститут»;

³НТК «Інститут монокристалів» НАН України

E-mail: zvereva@isma.kharkov.ua

ГНУЧКІ КОМПОЗИЦІЙНІ СЦИНТИЛЯТОРИ НА ОСНОВІ МІКРО- ТА НАНОПОРОШКІВ ZnWO_4

Для отримання матеріалів, придатних для використання в сучасних сцинтиляційних детекторах (для неруйнівного контролю, цифрової радіографії і рентгенографії, α -, β -, γ - та нейтронної реєстрації), ведуться пошуки ефективних технологічних методів. Одним з перспективних напрямків досліджень в цій області є створення композиційних сцинтиляторів на основі мікро- і нанорозмірних кристалічних порошків. Властивості таких сцинтиляційних порошків істотно залежать від розміру складових їхніх частинок і морфології, отже, керуючи цими параметрами, можна створити сцинтиляційні детектори з високими сцинтиляційними характеристиками.

Вольфрамат цинку (ZnWO_4) — це перспективний матеріал, який завдяки унікальній комбінації властивостей може стати успішною заміною CdWO_4 , що містить токсичний кадмій. У даній роботі проведені дослідження, спрямовані на пошук ефективного способу отримання порошку ZnWO_4 для розробки гнучких композиційних сцинтиляторів з високими функціональними характеристиками, такими як світловий вихід і рівень післясвітіння.

Досліджували порошки вольфрамату цинку (ZnWO_4), синтезовані трьома способами: гідротермальним з мікрохвильовим нагрівом, розчин-розплавним методом і методом твердофазового синтезу. Отримані нано- та мікропорошки слугували наповнювачем для створення гнучких композиційних сцинтиляторів. Як сполучне був використаний силіконовий каучук. Морфологію зразків вивчали за допомогою трансмісійної та скануючої електронної мікроскопії. Досліджено люмінесцентні характеристики і сцинтиляційні параметри отриманих композитів. Продемонстровано залежність сцинтиляційних параметрів композитів від морфологічних особливостей нано- та мікрокристалітів ZnWO_4 .

Світловий вихід композиту з порошку, виготовленого з подрібненого об'ємного кристалу ZnWO_4 , становить 84–280% від світлового виходу монокристалла ZnWO_4 і залежить від умов збору світла.

Композиційні зразки з нанорозмірних порошків $ZnWO_4$, отриманих гідротермально-мікрохвильовим і розчин-розплавним методами, за своїми сцинтиляційними характеристиками поступаються компози-ту з подрібненого кристала. Твердофазовий метод синтезу з використанням мінералізатора на основі нітрату літію дозволяє отримувати мікронний порошок $ZnWO_4$ з високим значенням світлового виходу, минаючи стадію вирощування монокристалу. Параметри композитів на основі такого порошку близькі до параметрів монокристала вольфрамату кадмію.

Ключові слова: вольфрамат цинку, нанорозмірні кристали, мікророзмірні кристали, композиційні сцинтилятори, світловий вихід, рівень післясвітіння.

V. S. ТИНЬКОВА¹, А. Г. ЯКУБОВСКАЯ¹, И. А. ТУПИЦЫНА¹,
С. Л. АБАШИН², А. Н. ПУЗАН³, С. Е. ТРЕТЬЯК¹

Украина, г. Харьков, ¹Институт сцинтилляционных материалов НАН Украины;

²Национальный аэрокосмический университет

«Харьковский авиационный институт»;

³НТК «Институт монокристаллов» НАН Украины

E-mail: zvereva@isma.kharkov.ua

ГИБКИЕ КОМПОЗИЦИОННЫЕ СЦИНТИЛЛЯТОРЫ НА ОСНОВЕ МИКРО- И НАНОПОРОШКОВ $ZnWO_4$

Для получения материалов, пригодных для использования в современных сцинтилляционных детекторах (для неразрушающего контроля, цифровой радиографии и рентгенографии, α -, β -, γ - и нейтронной регистрации), ведутся поиски эффективных технологических методов. Одним из перспективных направлений исследований в этой области является создание композиционных сцинтилляторов на основе микро- и наноразмерных кристаллических порошков. Свойства таких сцинтилляционных порошков существенно зависят от размера составляющих их частиц и морфологии, а значит, управляя этими параметрами, можно создать сцинтилляционные детекторы с высокими функциональными характеристиками.

Вольфрамат цинка ($ZnWO_4$) — это перспективный материал, который благодаря уникальной комбинации свойств может быть успешной заменой $CdWO_4$, содержащего токсичный кадмий. В настоящей работе проведены исследования, направленные на поиск эффективного способа получения порошка $ZnWO_4$ для разработки гибких композиционных сцинтилляторов с высокими функциональными характеристиками, такими как световой выход и уровень послесвечения.

Исследовали порошки вольфрамата цинка ($ZnWO_4$), синтезированные тремя способами: гидротермальным с микроволновым нагревом, раствор-расплавным методом и методом твердофазного синтеза. Полученные нано- и микропорошки служили наполнителем для создания гибких композиционных сцинтилляторов. В качестве связующего был использован силиконовый каучук. Морфологию образцов изучали с помощью трансмиссионной и сканирующей электронной микроскопии. Исследованы люминесцентные характеристики и сцинтилляционные параметры полученных композитов. Продемонстрирована зависимость сцинтилляционных параметров композитов от морфологических особенностей нано- и микрокристаллитов $ZnWO_4$.

Световой выход композита из порошка, приготовленного из измельченного объемного кристалла $ZnWO_4$, составляет 84–280% от светового выхода монокристалла $ZnWO_4$ и зависит от условий светособирания. Композиционные образцы из наноразмерных порошков $ZnWO_4$, полученных гидротермально-микроволновым и раствор-расплавным методами, по своим сцинтилляционным характеристикам уступают композиту из измельченного кристалла. Твердофазный метод синтеза с использованием минерализатора на основе нитрата лития позволяет получить микронный порошок $ZnWO_4$ с высоким значением светового выхода, минуя стадию выращивания монокристалла. Композиты на основе такого порошка обладают параметрами, близкими к параметрам монокристалла вольфрамата кадмия.

Ключевые слова: вольфрамат цинка, наноразмерные кристаллы, микроразмерные кристаллы, композиционные сцинтилляторы, световой выход, уровень послесвечения.

Описание статьи для цитирования:

Tinkova V. S., Yakubovskaya A. G., Tupitsyna I. A., Abashin S. L., Puzan A. N., Tretyak S. O. Flexible composite scintillators based on $ZnWO_4$ micro- and nanopowders. Технология и конструирование в электронной аппаратуре, 2019, № 1-2, с. 40–49. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.1.40>

Cite the article as:

Tinkova V. S., Yakubovskaya A. G., Tupitsyna I. A., Abashin S. L., Puzan A. N., Tretyak S. O. Flexible composite scintillators based on $ZnWO_4$ micro- and nanopowders. Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature, 2019, no. 1-2, pp. 40–49. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.1.40>

ПОКАЖЧИК СТАТЕЙ, ОПУБЛІКОВАНИХ У ЖУРНАЛІ В 2018 р.

Нові компоненти для електронної апаратури

Фотоконденсатор на основі нанокомпозиту $n\text{-InSe}<\text{RbNO}_3>$. *Нетяга В. В., Водопр'янов В. М., Іванов В. І., Ткачук І. Г., Ковалюк З. Д.* (3) РУС

2

Сучасні електронні технології

Варіанти технології вбудовування низькопрофільних електронних компонентів у друковані плати. *Єфіменко А. А., Рябов В. О.* (3) ENG

1

Герметизація пайкою корпусів мікроблоків з діамантних сплавів з використанням високочастотного нагріву. *Ланін В. Л., Грищенко Ю. М.* (3) РУС

3

Ефективність порозрядної конвеєризації обчислень у FPGA-компонентах систем критичного застосування. *Нікул В. В., Дрозд О. В., Дрозд Ю. В., Озеранський В. С.* (3) РУС

4

Здатність псевдокільцевих тестів виявляти динамічні одиничні несправності у словоорієнтованій пам'яті. *Гріцков С. С., Сорокін Г. Ф., Шестакова Т. В.* (3) ENG

5-6

Електронні засоби: дослідження, розробки

Дослідження характеристик кремнієвих фотоелектричних перетворювачів сонячних батарей при перегріві. *Іванченко О. В., Мазурик С. В., Тонкошкур О. С.* (9) РУС

4

Рентгенівське випромінювання, що викликане імпульсною лазерною дією на опалові матриці. *Бєлянін А. Ф., Борисов В. В., Попов В. В.* (10) ENG

5-6

НВЧ-техніка

Помножувачі частоти на напівпровідникових діодних структурах. *Карушкін М. Ф.* (22) РУС

3

Управління падінням напруги кремнієвого діода шляхом опромінення електронами та термічної обробки. *Карімов А. В., Рахматов А. З., Абдулхаєв О. А., Аріпова У. Х., Хідірназарова А. Ю., Кулієв Ш. М.* (33) РУС

4

Системи передачі та обробки сигналів

Швидкодійний алгоритм відновлення несучої частоти і кадрової синхронізації у модах з QPSK-модуляцією. *Садченко А. В., Кушніренко О. А., Кошелев Є. К., Бондар В. І.* (28) РУС

1

Чутливість матриць ПЗЗ із електронним множенням. *Сизов Ф. Ф., Голєнков О. Г., Рева В. П., Забудський В. В., Корінець С. В., Торчинський А. М.* (9) РУС

2

Гібридний підхід до енергоефективної кластеризації для гетерогенної бездротової сенсорної мережі. *Бхушан Ш. Ш., Антощук С. Г.* (15) ENG

2

Метод адаптивної дельта-модуляції для довільних коефіцієнтів адаптації у сенсорній мережі мобільного моніторингу ЕКГ. *Тимченко О. В., Лозинський В. І.* (38) УКР

4

Дослідження коригувальної здатності синхрокодів для моделі декодера з узгодженою обробкою. *Садченко А. В., Кушніренко О. А., Юркевич А. Г., Севаст'янов В. С.* (17) РУС

5-6

Вплив параметрів детектора на ефективність приймання радіосигналів зі складною фазовою модуляцією. *Максимів І. П., Алтунін С. І., Бондарев А. П., Горбатий І. В.* (24) УКР

5-6

Мікропроцесорні пристрої і системи

Метод експертного вибору цифрових компонентів систем промислової автоматики на основі марківської моделі. *Болтьонков В. О., Куваєва В. І., Червоненко П. П.* (21) РУС

2

Енергетична електроніка

Використання самовідновлюваних елементів для електричного захисту сонячних батарей. *О. С. Тонкошкур, О. В. Іванченко, Л. В. Накашидзе, С. В. Мазурик* (43) РУС

1

Вдосконалена методика оцінки втрат в імпульсних перетворювачах установок контактного мікрозварювання. *Бондаренко О. Ф., Рижакова Т. О., Кожушко Ю. В.* (38) УКР

3

Сенсоелектроніка

Інформаційно-вимірювальна система на базі датчиків з тензорезисторами на основі мікрокристалів кремнію. *Дружинін А. О., Кутраков О. П., Нічкало С. І., Стасів В. М.* (9) УКР

3

Приладово-технологічне моделювання магніточутливого сенсора з інтегрованим магнітним концентратором. *Стемпіцький В. Р., Дао Динь Ха* (15) РУС

3

Електрофізичні та фотоелектричні характеристики трьохбар'єрної фотодіодної GaAs-структури. *Абдулхаєв О. А., Йодгорова Д. М., Карімов А. В., Якубов А. А., Кулієв Ш. М.* (21) РУС

4

Зміна провідності структур «пористий кремній з наночастинками срібла — кремній» при детектуванні перекису водню. *Кутова О. Ю., Душейко М. Г., Лобода Б. О., Обухова Т. Ю.* (28) УКР

4

Функціональна мікро- і нано-електроніка HBIC для мікроелектронного координатно-чутливого детектора нового покоління з розширеним полем аналізу для мас-спектрометрії. <i>Сидоренко В. П., Радкевич О. І., Прокоф'єв Ю. В., Таякін Ю. В., Віроzub Т. М.</i> (13) ENG		<i>Трубаєва О. Г., Чайка М. А., Зеленська О. В., Лалаєнц О. І., Галкін С. М.</i> (36) РУС		1
Забезпечення теплових режимів CAD/CAE-метод вирішення гідродинамічної задачі при розробці потужних електронних приладів. <i>Трофімов В. Є., Павлов А. Л., Мамікін Я. Г.</i> (33) ENG		Сцинтиляційні матеріали на основі твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} . <i>Трубаєва О. Г., Чайка М. А., Галкін С. М., Лалаєнц А. І., Непокупна Т. А.</i> (43) УКР		3
CFD-моделювання імпактно-струменевого радіатора для проведення термотренування мікропроцесорів. <i>Трофімов В. Є., Павлов О. Л., Сторожук О. С.</i> (30) РУС		Дослідження кристалів $Cu_2ZnSnSe_4$ та гетеропереходів на їхній основі. <i>Ковалюк Т. Т., Майструк Е. В., Солован М. М., Козярський І. П., Мар'янчук П. Д.</i> (37) РУС		5-6
Технологічні процеси та обладнання Особливості конструкції та технології складання мікроелектронних координатно-чутливих детекторів. <i>Сидоренко В. П., Жора В. Д., Радкевич О. І., Грунянська В. П., Прокоф'єв Ю. В., Таякін Ю. В., Віроzub Т. М.</i> (21) РУС		Дослідження ширини забороненої зони в змішаних кристалах ZnS_xSe_{1-x} . <i>Трубаєва О. Г., Чайка М. А.</i> (44) РУС		5-6
Поліпшення параметрів кремнієвих варикапів при використанні лазерного гетерування. <i>Вікулін І. М., Литвиненко В. М., Шутков С. В., Марончук О. І., Деменський О. М., Глухова В. І.</i> (29) ENG		Вплив температури на оптичні властивості тонких плівок $Cu_2ZnSnSe_4$. <i>Майструк Е. В., Козярський І. П., Козярський Д. П., Мар'янчук П. Д.</i> (50) УКР		5-6
Матеріали електроніки Вплив вмісту сірки на сцинтиляційні властивості змішаних кристалів ZnS_xSe_{1-x} .		Метрологія. Стандартизація Визначення кількості запасних елементів технічних систем за частотою відмов. <i>Тининіка О. М.</i> (42) РУС		2
		До історії науки і техніки Завжди на передових рубежах НВЧ-електроніки (до 50-річчя нді «Сатурн»). <i>Е. М. Глушеченко, В. М. Чміль</i> (50) РУС		1
		Одеський національний політехнічний університет (до 100-річного ювілею). <i>Оборський Г. О., Шобік В. С.</i> (46) УКР		2
		Бібліографія Показчик статей, опублікованих у журналі в 2017 р.		1

BIBLIOGRAPHY

INDEX OF ARTICLES PUBLISHED

IN THE JOURNAL IN 2018

New components for electronic equipment

Photocapacitor based on nanocomposite $n\text{-InSe}<\text{RbNO}_3>$. *Netyaga V. V., Vodop'yanov V. N., Ivanov V. I., Tkachyuk I. G., Kovalyuk Z. D.* (3)

2

Modern electronic technologies

Technology options for embedding low-profile electronic components in printed circuit boards. *Efimenko A. A., Ryabov V. O.* (3) ENG

1

Sealing by soldering of microblock packages made of diamagnetic alloys using high-frequency heating. *Lanin V. L., Grishchenko Yu. N.* (3)

3

Efficiency of the computation bitwise pipelining in FPGA-based components of safety-related systems. *Nikul V. V., Drozd A. V., Drozd J. V., Ozeransky V. S.* (3)

4

Pseudo-ring tests resolution for dynamic single faults in word-oriented memory. *Gritcov S. S., Sorokin G. F., Shestacova T. V.* (3) ENG

5-6

Electronic devices: research, development

Investigation into the characteristics of silicon photovoltaic converters of solar batteries in case of overheating. *Ivanchenko A. V., Mazurik S. V., Tonkoshkur A. S.* (14)

4

X-ray radiation during pulsed laser treatment of opal matrices. *Belyanin A. F., Borisov V. V., Popov V. V.* (10) ENG

5-6

Microwave engineering

Frequency multipliers on semiconductor diode structures. *Karushkin M. F.* (22)

3

Controlling voltage drops in silicon diodes by electron irradiation and thermal treatment. *Karimov A. V., Rakhmatov A. Z., Abdulkhaev O. A., Aripova U. H., Khidimazarova A. Yu., Kuliyeu Sh. M.* (33)

4

Signals transfer and processing systems

High-speed algorithm for carrier frequency recovery and frame synchronization in

QPSK-modulated modems. <i>Sadchenko A. V., Kushnirenko O. A., Koshelev E. K., Bondar V. I.</i> (28)	1	field of analysis for use in mass spectrometry. <i>Sidorenko V. P., Radkevich O. I., Prokofiev Yu. V., Tayakin Yu. V., Virozub T. M.</i> (13) ENG	1
Sensitivity of CCD matrices with electronic multiplication. <i>Reva V. P., Korinets S. V., Golenkov A. G., Sapon S. V., Torchinsky A. M., Zabudsky V. V., Sizov F. F.</i> (9)	2	Thermal management	
A hybrid approach to energy efficient clustering for heterogeneous wireless sensor network. <i>Bhushan S., Antoshchuk S. G.</i> (15) ENG	2	CAD/CAE method of solving the hydrodynamic problem while developing powerful electronic devices. <i>Trofimov V. E., Pavlov A. L., Mamykin Y. G.</i> (33) ENG	2
Adaptive delta modulation method for arbitrary adaptation coefficients in the sensor network of the mobile ECG monitoring. <i>Tymchenko O. B., Lozynsky V. I.</i> (38)	4	CFD-simulation of impact jet radiator for thermal testing of microprocessors. <i>Trofimov V. E., Pavlov A. L., Storozhuk A. S.</i> (30)	5-6
Study of the corrective ability of sync codes for the matched processing decoder. <i>Sadchenko A. V., Kushnirenko O. A., Yurkevych A. G., Sevastianov V. S.</i> (17) 5-6	5-6	Production technology and equipment	
The influence of detector's parameters on the efficiency of radio signals with complex phase modulation receiving. <i>Maksymiv I., Altunin S., Bondariyev A., Horbatiy I.</i> (24)	5-6	Assembly technology and design features of microelectronic coordinate-sensitive detectors. <i>Sidorenko V. P., Zhora V. D., Radkevich O. I., Grunyanska V. P., Prokofiev Yu. V., Tayakin Yu. V., Virozub T. M.</i> (21)	1
Microprocessor-based devices and systems		Enhancing parameters of silicon varactors using laser gettering. <i>Vikulin I. M., Litvinenko V. N., Shutov S. V., Maronchuk A. I., Demenskiy A. N., Glukhova V. I.</i> (29) ENG	2
Method for expert choice of industrial automation digital components on the basis of Markov's model. <i>Boltenkov V. A., Kuvaieva V. I., Chervonenko P. P.</i> (21)	2	Materials of electronics	
Power electronics		Effect of sulfur on the scintillation properties of mixed ZnS_xSe_{1-x} crystals. <i>Trubaieva O. G., Chaika M. A., Zelenskaya O. V., Lalayants A. I., Galkin S. N.</i> (36)	1
Application of resettable elements for electrical protection of solar batteries. <i>Tonkoshkur A. S., Ivanchenko A. V., Nakashydzhe L. V., Mazurik S. V.</i> (43)	1	Scintillation materials based on solid solutions ZnS_xSe_{1-x} . <i>Trubaieva O. G., Chaika M. A., Galkin S. M., Lalayants A. I., Nepokupna T. A.</i> (43)	3
Improved method of evaluating power losses in pulse converters of micro resistance welding machines. <i>Bondarenko O. F., Ryzhakova T. O., Kozhushko Yu. V.</i> (38)	3	Study on $Cu_2ZnSnSe_4$ crystals and heterojunctions on their basis. <i>Kovaliuk T. T., Maistruk E. V., Solovan M. N., Koziarskyi I. P., Maryanchuk P. D.</i> (37)	5-6
Sensors		Investigation of band gap width in mixed ZnS_xSe_{1-x} crystals. <i>Trubaieva O. G., Chaika M. A.</i> (44)	5-6
Information and measuring system on the basis of strain sensors based on silicon microcrystals. <i>Druzhinin A. A., Kuttrakov A. P., Nichkalo S. I., Stasiv V. M.</i> (9)	3	Influence of temperature on optical properties of thin films $Cu_2ZnSnSe_4$. <i>Maistruk E. V., Koziarskyi I. P., Koziarskyi D. P., Maryanchuk P. D.</i> (50)	5-6
Device-technological simulation of the magneto-sensitive sensor with integrated magnetic concentrator. <i>Stempitsky V. R., Dao Dinh Ha</i> (15)	3	Metrology, standardization	
Electrophysical and photoelectric characteristics of a three-barrier photodiode GaAs structure. <i>Abdulkhaev O. A., Yodgorova D. M., Karimov A. V., Yakubov A. A., Kuliyeu Sh. M.</i> (21)	4	Computation of quantity of spare parts by the failure frequency. <i>Tynynyka A. N.</i> (42)	2
Changing the conductivity of porous silicon with silver nanoparticles/silicon structures when detecting hydrogen peroxide. <i>Kutova O. Yu., Dusheyko M. G., Loboda B. O., Obukhova T. Yu.</i> (28)	4	On the history of science and engineering	
Functional micro- and nanoelectronics		Always at the forefront of microwave electronics (on the occasion of the 50 th anniversary of the «Saturn» Research Institute). <i>Glushechenko E. N., Chmil V. M.</i> (50)	1
VLSI for a new generation of microelectronic coordinate-sensitive detectors with an extended		Odessa National Polytechnic University (on the occasion of the centenary). <i>Oborsky G. O., Shobik V. S.</i> (46)	2
		Bibliography	
		Index of articles published in the journal in 2017	1

РЕЦЕНЗЕНТИ НОМЕРА

Борковська Людмила Володимирівна, канд. фіз.-мат. наук, зав. лабораторії,
Інститут фізики напівпровідників ім. В. Є. Лашкарьова НАНУ, м. Київ

Глушеченко Едуард Миколайович, канд. техн. наук, начальник відділу, НПП
«Сатурн», м. Київ

Даневич Федір Анатолійович, докт. техн. наук, зав. відділу, Інститут ядер-
них досліджень, м. Київ

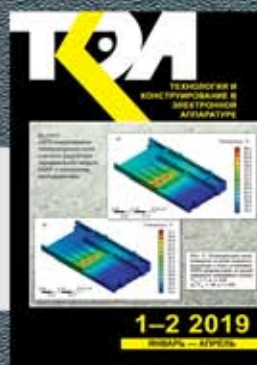
Іванець Сергій Анатолійович, канд. техн. наук, доцент, Чернігівського
національного технологічного університету

Карушкін Микола Федорович, канд. техн. наук, начальник відділу НДІ
«Оріон», м. Київ

Соловійов Ярослав Олександрович, головний інженер філії «Транзистор», ВАТ
«Інтеграл», м. Мінськ

Трофімов Володимир Євгенійович, канд. техн. наук, доцент, Одеський
національний політехнічний університет

*Номер готовили
Киев, Минск, Одесса, Харьков,
Херсон, Чернигов.*



Пишите
Подписывайтесь
Читайте