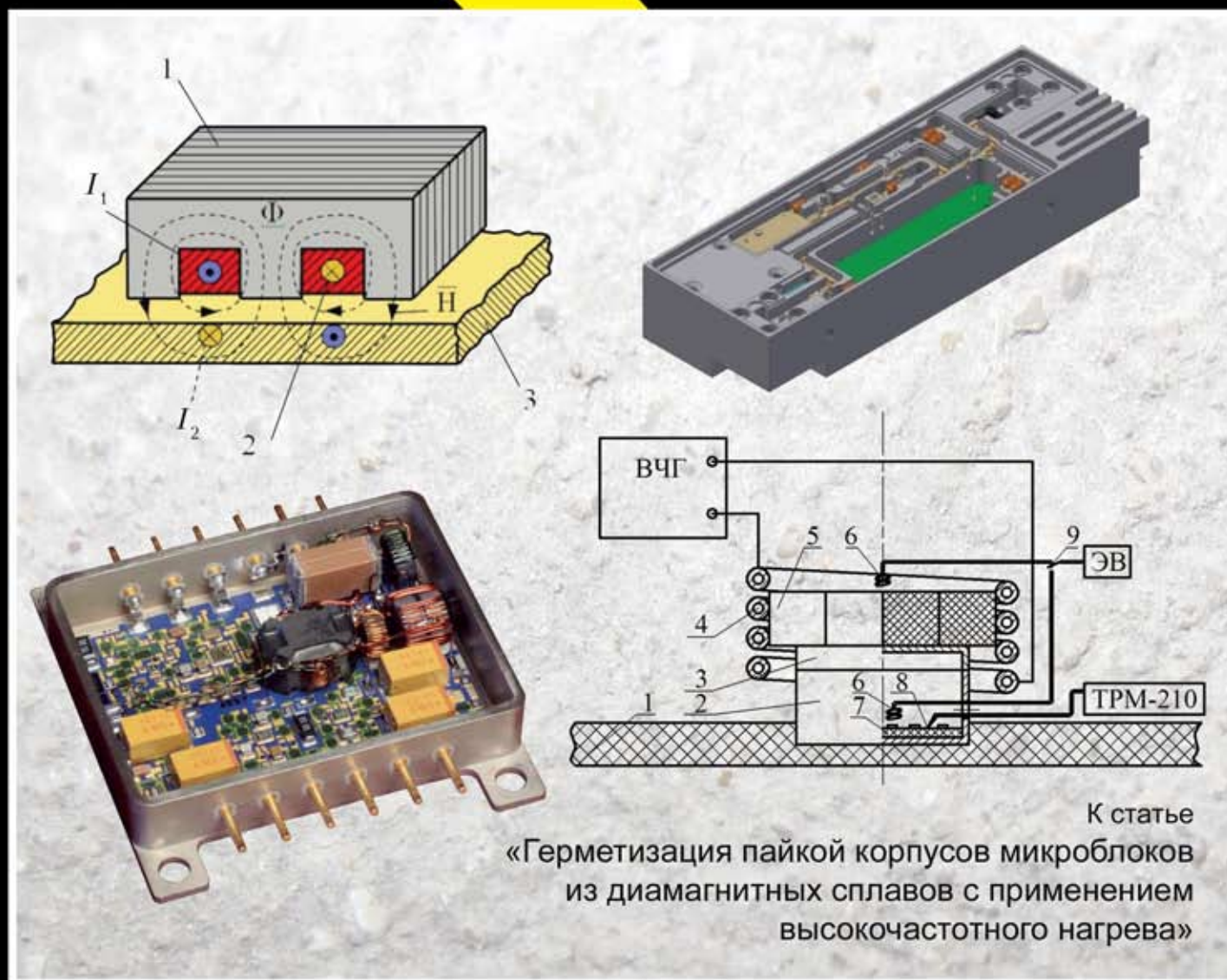


ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ



3 2018

МАЙ — ИЮНЬ

**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. Бонгаренко
(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. Чмиль В. (г. Киев, Украина)
Е. А. Тихонова (г. Одесса, Украина)

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

<i>Д. т. н. С. Г. Антощук</i> (г. Одесса, Украина)	<i>Prof. J. Martins</i> (Сапарика, Portugal)
<i>Д. т. н. А. П. Бонгарев</i> (г. Львов, Украина)	<i>Д. т. н. И. Ш. Невлюгов</i> (г. Харьков, Украина)
<i>Prof. I. Vajda</i> (Budapest, Hungary)	<i>Dr. Sc. D. Nika</i> (Chisinau, Moldova)
<i>Prof. D. Vinnikov</i> (Tallinn, Estonia)	<i>Д. т. н. Ю. Е. Николаенко</i> (г. Киев, Украина)
<i>Prof. I. Galkin</i> (Riga, Latvia)	<i>Prof. V. Pires</i> (Setúbal, Portugal)
<i>К. т. н. Э. Н. Глушеченко</i> (г. Киев, Украина), зам. главного редактора	<i>Д. ф.-м. н. С. В. Плаксин</i> (г. Днепропетровск, Украина)
<i>К. т. н. Г. Г. Горох</i> (г. Минск, Республика Беларусь)	<i>К. т. н. Проконец В. М.</i> (г. Киев, Украина)
<i>Prof. K. Dhoska</i> (Tirana, Albania)	<i>Prof. E. Romero-Cadaval</i> (Badajoz, Spain)
<i>Д. ф.-м. н. В. В. Должиков</i> (г. Харьков, Украина)	<i>К. ф.-м. н. А. В. Рыбка</i> (г. Харьков, Украина)
<i>Д. т. н. А. А. Дружинин</i> (г. Львов, Украина)	<i>К. т. н. П. С. Сафронов</i> (г. Одесса, Украина), отв. секретарь редколлегии
<i>Д. т. н. А. А. Ефименко</i> (г. Одесса, Украина), зам. главного редактора	<i>Д. т. н. В. Н. Сигорец</i> (г. Киев, Украина)
<i>Д. ф.-м. н. Д. В. Корбуляк</i> (г. Киев, Украина)	<i>Д. т. н. В. С. Ситников</i> (г. Одесса, Украина)
<i>Д. т. н. С. И. Круковский</i> (г. Львов, Украина)	<i>Dr. Sc. Z. Stević</i> (Belgrade, Serbia)
<i>Д. т. н. С. Ю. Лузин</i> (г. С.-Петербург, Российская Федерация)	<i>Д. х. н. В. Н. Томашик</i> (г. Киев, Украина)
<i>Чл.-кор. НАНУ, д. ф.-м. н. В. С. Лысенко</i> (г. Киев, Украина)	<i>К. т. н. В. Е. Трофимов</i> (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@optima.com.ua, www.tkea.com.ua,
+38 (048)728-18-50, 728-49-46.

Редакция

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

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 № 11 от 26.06 2018 г.)
Отв. за выпуск: Е. А. Тихонова

УЧРЕДИТЕЛИ

Институт физики полупроводников им. В. Е. Лашкарёва
Научно-производственное предприятие «Сатурн»
Одесский национальный политехнический университет
Издательство «Политехпериодика»

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

СОДЕРЖАНИЕ

Современные электронные технологии

Герметизация пайкой корпусов микроблоков из диамагнитных сплавов с применением высокочастотного нагрева. *В. Л. Ланин, Ю. Н. Грищенко* 3

Сенсоэлектроника

Информационно-измерительная система на базе датчиков механических величин с тензорезисторами на основе микрокристаллов кремния. *А. А. Дружинин, А. П. Кутраков, С. И. Ничкало, В. М. Стасив* (на украинском) 9

Приборно-технологическое моделирование магниточувствительного сенсора с интегрированным магнитным концентратором. *В. Р. Стемплицкий, Дао Динь Ха* 15

СВЧ-техника

Умножители частоты миллиметрового диапазона на полупроводниковых диодных структурах. *Н. Ф. Карушкин* 22

Энергетическая электроника

Усовершенствованная методика оценки потерь в импульсном преобразователе установок контактной микросварки. *А. Ф. Бондаренко, Т. А. Рыжакова, Ю. В. Кожушко* (на украинском) 38

Материалы электроники

Сцинтилляционные материалы на основе твердых растворов ZnS_xSe_{1-x} . *О. Г. Трубаева, М. А. Чайка, С. Н. Галкин, А. И. Лалаянц, Т. А. Непокупная* (на украинском) 43

Список рецензентов номера 50

Рекомендации авторам 51

Новые книги 14

ЗМІСТ

CONTENTS

Сучасні електронні технології

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

Сенсоелектроніка

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

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

НВЧ-техніка

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

Енергетична електроніка

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

Матеріали електроніки

Сцинтиляційні матеріали на основі твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} . *О. Г. Трубаєва, М. А. Чайка, С. М. Галкін, А. І. Лалаянц, Т. А. Непокупна* (43)

Modern electronic technologies

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

Sensors

Information and measuring system on the basis of strain sensors based on silicon microcrystals. *A. A. Druzhinin, A. P. Kutrakov, S. I. Nychkalo, V. M. Stasiv* (9)

Device-technological simulation of the magneto-sensitive sensor with integrated magnetic concentrator. *V. R. Stempitsky, Dao Dinh Ha* (15)

Microwave engineering

Millimeter-wave frequency multipliers based on semiconductor diode structures. *M. F. Karushkin* (22)

Power electronicsm

Improved method of evaluating power losses in pulse converters of micro resistance welding machines. *O. F. Bondarenko, T. O. Ryzhakova, Yu. V. Kozhushko* (38)

Materials of electronics

Scintillation materials based on ZnS_xSe_{1-x} solid solutions. *O. G. Trubaieva, M. A. Chaika, S. N. Galkin, A. I. Lalayants, T. A. Nepokupnaya* (43)

Д. т. н. В. Л. ЛАНИН, Ю. Н. ГРИЩЕНКО

Республика Беларусь, г. Минск, Белорусский государственный университет информатики
и радиоэлектроники

E-mail: vlanin@bsuir.by

ГЕРМЕТИЗАЦИЯ ПАЙКОЙ КОРПУСОВ МИКРОБЛОКОВ ИЗ ДИАМАГНИТНЫХ СПЛАВОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО НАГРЕВА

Для герметизации корпусов СВЧ-микроблоков из диамагнитных сплавов с помощью пайки применены эффекты высокочастотного нагрева – поверхностный, близости и концентрации силовых линий электромагнитного поля. Оптимизированы параметры высокочастотного нагрева, обеспечивающие энергоэффективный и производительный процесс герметизации пайкой легкоплавкими припоями корпусов СВЧ-микроблоков.

Ключевые слова: высокочастотный нагрев, эффекты нагрева, герметизация, корпуса микроблоков, пайка.

Микроблоки с общей герметизацией, предназначенные для работы в СВЧ-диапазоне, нашли широкое применение в аэрокосмической технике, средствах телекоммуникации, мобильных устройствах управления и др. благодаря своим достоинствам, таким как [1]:

- повышение уровня интеграции и плотности компоновки в 5–10 раз объединением электронных модулей, индикаторных, опτικο- и электромеханических устройств, антенн в одном корпусе;

- одновременное применение тонко- и толстопленочных БГИС и микросборок СВЧ-диапазона, пленочной и печатной коммутации, корпусных электронных компонентов, не имеющих аналогов в микроисполнении;

- улучшение тепловых характеристик ввиду значительно большей, по сравнению с корпусами микросборок, поверхностью теплоотдачи корпуса и возможностью использования устройств искусственного охлаждения;

- ремонтпригодность, наличие доступа к регулируемым и подстраиваемым компонентам, внутриблочному монтажу, возможность замены микроплат;

- наличие общего экранирования и возможность реализации межплатного и внутрисплатного экранирования;

- высокая надежность при наличии прямого внутриблочного монтажа, что исключает два-три структурных уровня электрических соединений и в 7–10 раз уменьшает длину пути электрического сигнала по сравнению с аппаратурой III поколения.

Удельные характеристики микроблоков с общей герметизацией как источников вторичного электропитания следующие: плотность рассеиваемой мощности 1,0–1,5 Вт/см² на поликоре ВК-100-1; 2,0–3,0 Вт/см² на анодированном алюминии. Микроблоки питания применяются в качестве DC/DC-преобразователей бортовой спутниковой аппаратуры мощностью до 120 Вт. Они получают энергию от шины питания постоянным напряжением 20–120 В, соединенной с солнечными батареями, и преобразуют его в напряжение от 3 до 27 В постоянного тока, необходимое для электронной аппаратуры. Преобразователи должны устойчиво работать в условиях воздействия ионизирующих излучений космического пространства при дозе до 38 МэВ·см²/год.

В настоящее время до 40% корпусов БИС и микросборок герметизируется пайкой, которой свойственны следующие достоинства: ремонтпригодность изделия, невысокая температура нагрева корпуса в процессе пайки, некритичность требования к плоскопараллельности паяемых кромок, возможность применения групповой технологии. Традиционные процессы пайки в печи или паяльником имеют низкую производительность, в них в значительной мере используется ручной труд, не обеспечивается высокое качество паяемых соединений, также имеются трудности, связанные с использованием флюса и необходимостью удаления его остатков.

Перспективным направлением в технологии производства СВЧ-микроблоков является применение высокочастотной (ВЧ) пайки для герметизации корпусов из алюминиевых сплавов.

Воздействие энергии электромагнитных колебаний позволяет осуществлять высокопроизводительный бесконтактный нагрев деталей и припоя с помощью наведенных в них вихревых токов высокой частоты, активировать припой и улучшить его растекание по паяемым поверхностям. Качество соединений, полученных ВЧ-пайкой, зависит от следующих факторов [2]:

- скорости нагрева деталей корпуса и припоя;
- избирательности и равномерности нагрева паяемых деталей;
- регулируемости нагрева во времени.

Наиболее важные преимущества ВЧ-нагрева следующие:

- энергия нагрева создается вихревыми токами непосредственно в изделии;
- возможность получения высокой плотности энергии и короткого времени нагрева;
- локализация нагрева в пределах обрабатываемой зоны;
- возможность нагрева в любой среде, включая вакуум или инертный газ;
- высокая экологическая чистота нагрева;
- электродинамическая активация растекания припоя.

ВЧ-нагрев наиболее эффективен для металлов и сплавов с большими удельным сопротивлением и магнитной проницаемостью (например, никелевые сплавы). Эффективность нагрева уменьшается обратно пропорционально корню квадратному из частоты колебаний. При этом, однако, снижение частоты колебаний увеличивает электродинамический эффект перемешивания расплавленного припоя.

Основными трудностями применения ВЧ-нагрева для процессов герметизации пайкой корпусов микроблоков из алюминиевых сплавов являются низкий КПД нагрева, длительность процесса и значительный нагрев герметизируемого электронного модуля в процессе пайки.

Целью настоящей работы является оптимизация параметров ВЧ-нагрева в процессах герметизации пайкой легкоплавкими припоями корпусов СВЧ-микроблоков из диамагнитных сплавов за счет эффективного использования физических явлений высокочастотного нагрева.

Эффекты ВЧ-нагрева проводящих сред

При ВЧ-нагреве распределение напряженности электрического поля в проводящей среде имеет вид

$$E = E_0 \cdot \exp(-x/\delta), \quad (1)$$

где E_0 – напряженность поля на поверхности;

x – текущая координата;

δ – глубина проникновения поля (толщина скин-слоя).

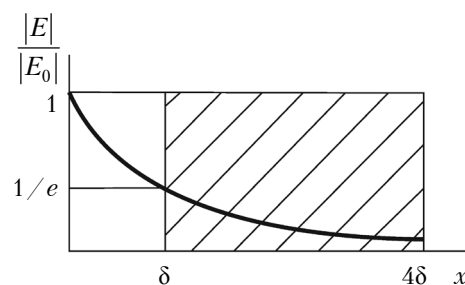


Рис. 1. Распределение напряженности электромагнитного поля

До 86% мощности нагрева создается в поверхностном слое проводящего тела толщиной δ , где амплитуда напряженности поля E_0 уменьшается в e раз (рис. 1). Глубина проникновения поля зависит от частоты тока f , удельного электрического сопротивления материала ρ и магнитной проницаемости μ [3]:

$$\delta = \sqrt{\rho / (\pi f \mu_0 \mu)}, \quad (2)$$

где μ_0 – магнитная постоянная поля.

В процессе пайки микроэлектронных устройств, которые содержат внутри корпуса микроплату с элементами, чувствительными к электрической составляющей поля, энергия электромагнитной наводки должна быть значительно меньше энергии деградации элементов, которая составляет 10–15 мкДж [4]. На глубине $x = 4\delta$ напряженность поля ослаблена в 152 раз по сравнению с поверхностью и на порядок ниже напряженности наводок, приводящих к деградации элементов. Таким образом, при пайке микроэлектронных устройств выбирать частоту необходимо из условия

$$\delta \leq h/4, \quad (3)$$

где h – толщина стенки корпуса.

С учетом выражения (1) получим соотношение для определения нижней частоты тока

$$f_{\min} \geq 4,05 \cdot 10^{-6} \rho / (\mu h^2). \quad (4)$$

Верхний предел частоты следует из требования максимальной величины термического КПД ВЧ-нагрева, когда

$$\delta > h/8, \quad (5)$$

и в таком случае

$$f_{\max} < 16,2 \cdot 10^{-6} \rho / (\mu h^2). \quad (6)$$

Этим условиям удовлетворяет нагрев энергией электромагнитных ВЧ-колебаний в диапазоне частот 0,4–2,0 МГц. С повышением частоты локализуется тепловыделение и снижается температурное воздействие на изделие.

При оптимизации параметров ВЧ-нагрева необходимо оценить энергию электрического поля

в индукторе и внутри корпуса объемом V микроблока по формуле

$$W = \frac{\epsilon_0 E^2 V}{2}, \quad (7)$$

где ϵ_0 — электрическая постоянная,
 $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$.

При напряжении на индукторе 1500 В и расстоянии между индуктором и деталью 2 мм напряженность электрического поля составит 750 кВ/м. Тогда энергия электрического поля внутри индуктора объемом $125 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3$ будет равна 300 мкДж, а внутри корпуса микросборки с толщиной стенки 2 мм на частоте 2,2 МГц она уменьшится в 152 раза и составит 1,97 мкДж.

Функциональные сбои аналоговых интегральных схем (ИС) происходят при средней плотности потока мощности порядка 10 мВт/см^2 ($E = 0,19 \text{ кВ/м}$) [5]. Поскольку напряжение электрического поля, измеренное рамкой внутри корпуса, составляет 0,44 В, напряженность электрического поля равна 0,0036 кВ/м. Таким образом, напряженность поля ослабляется в 63 раза и является безопасной для аналоговых ИС.

Удельная мощность, выделяемая в слое толщиной δ , составляет [6]

$$p_0 = 0,993 \cdot 10^{-3} H_{\max}^2 \sqrt{pf\mu}, \quad (8)$$

где H_{\max} — максимальная напряженность магнитного поля.

КПД индукционного нагрева определяется как отношение полезной мощности, выделяемой в нагреваемом объекте, к полной активной мощности [7]:

$$\eta = \frac{P_2}{P_{\Sigma}} = \left(1 + \frac{\sqrt{\rho_1 \mu_1}}{\sqrt{\rho_2 \mu_2}} \right)^{-1}, \quad (9)$$

где P_2 — активная мощность в нагрузке;

P_{Σ} — суммарная мощность системы;

$\rho_{1,2}, \mu_{1,2}$ — соответственно, удельное электрическое сопротивление и магнитная проницаемость материала индуктора (1) и детали (2).

Если значения удельного электрического сопротивления и диамагнитные свойства индуктора и детали различаются незначительно, КПД индукционного нагрева не превышает 0,6. Для повышения эффективности нагрева используют эффект близости, который заключается в стягивании вихревого тока детали под поверхность индуктора и в концентрации тока индуктора на поверхности проводника, обращенной к индуктору. При малом зазоре h между индуктором и деталью ($h \leq 2-4 \text{ мм}$) ширина зоны на-

грева на поверхности детали определяется проекцией диаметра индуктора. В случае ярко выраженного эффекта близости можно предположить, что индукционный ток в детали протекает только в малой зоне, ограниченной глубиной проникновения и размерами индуктора, сопротивление которой равно

$$R_d = \rho \frac{l}{\delta L}, \quad (10)$$

где l — периметр детали;

L — ширина зоны нагрева.

Электрическое сопротивление току ВЧ в зоне нагрева можно определить из предположения, что ширина зоны нагрева при малой величине зазора h определяется проекцией диаметра индуктора $D_{\text{и}}$ на нагреваемую поверхность, а ее длина — длиной окружности $\pi N D_{\text{д}}$ для круглой детали и периметром Nl для прямоугольной (рис. 2):

$$R_d = 2 \cdot 10^{-3} \frac{Nl}{D_{\text{и}}} \sqrt{\rho f \mu}, \quad (11)$$

где N — число витков индуктора.

Используя магнитопровод определенной конструкции, можно создавать концентрацию силовых линий поля на заданной поверхности нагрева проводящего тела (рис. 3).

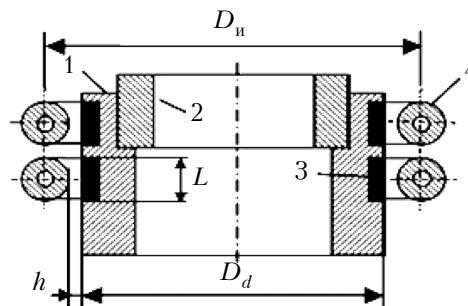


Рис. 2. Схема ВЧ-нагрева при эффекте близости: 1, 2 — детали; 3 — зона нагрева; 4 — индуктор

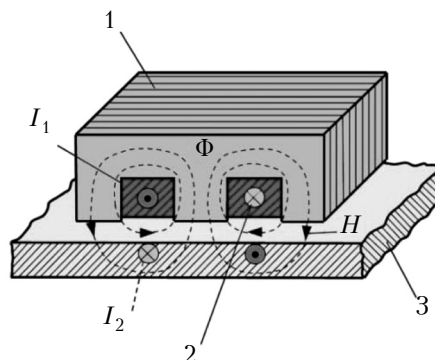


Рис. 3. Концентрация магнитного поля с помощью магнитопровода:

1 — магнитопровод; 2 — индуктор; 3 — нагреваемое тело

Оптимизация параметров ВЧ-нагрева корпусов микроблоков

Параметры ВЧ-нагрева были оптимизированы для СВЧ-микроблока, корпус которого изготовлен из алюминиевого сплава Д16Т фрезерованием в мелкосерийном производстве или литьем под давлением (рис. 4).

Для герметизации корпуса пайкой легкоплавкими припоями на его поверхность нанесено многослойное покрытие: никель — 15 мкм, медь — 6 мкм, покрытие олово-висмут толщиной 8–9 мкм.

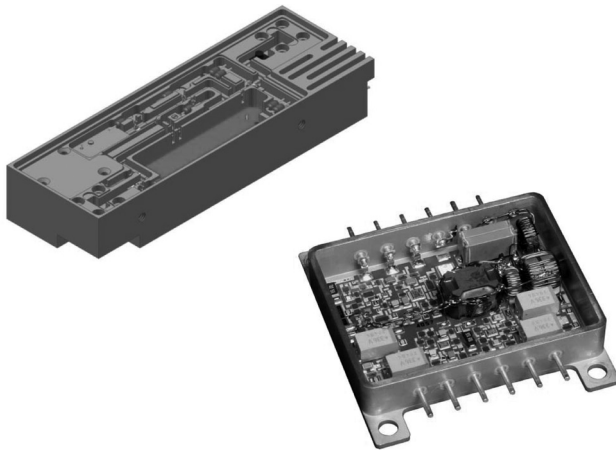


Рис. 4. Различные конструктивные исполнения микроблоков

Схема ВЧ-нагрева для герметизации корпусов микроблоков представлена на рис. 5. Индуктор токов ВЧ был изготовлен из медной трубки диаметром 5 мм и содержал 6 витков.

Измерительная рамка размещается как внутри индуктора, так и внутри корпуса микроблока и соединяется с электронным вольтметром.

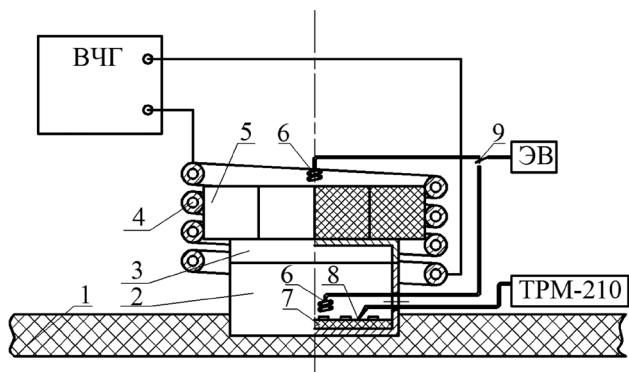


Рис. 5. Схема ВЧ-нагрева для герметизации корпусов микроблоков:

1 — основание; 2 — корпус; 3 — крышка; 4 — индуктор; 5 — магнитопровод; 6 — измерительная рамка; 7 — микроплата; 8 — термопара; 9 — переключатель; ВЧГ — ВЧ-генератор; ЭВ — электронный вольтметр; ТРМ-210 — цифровой измеритель-регулятор температуры

В измерительной рамке наводится ЭДС, величина которой равна

$$\varepsilon = \mu_0 \omega N \pi R^2 H, \tag{13}$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м;

ω — круговая частота;

r — радиус контура круглой рамки.

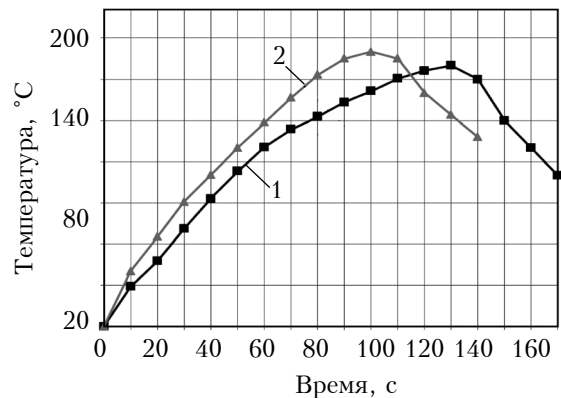
Для квадратной рамки формула для расчета напряженности поля имеет вид [8]

$$H = 1,26 \cdot 10^5 \frac{\varepsilon(\text{В})}{f(\text{МГц}) \cdot a^2(\text{мм}^2) \cdot N}, \text{ А/м,} \tag{14}$$

где a — длина стороны рамки.

Зависимость от времени температуры в зоне пайки припоем ПОС 61 крышки с корпусом, измеренной с помощью термопары, для различных конструкций индуктора приведены на рис. 6, а. Их анализ показывает, что применение ферритового магнитопровода внутри индуктора повышает напряженность магнитного поля в 1,2–1,3 раза за счет концентрации его силовых линий (рис. 6, б), при этом скорость нагрева увеличивается во столько же раз.

а)



б)

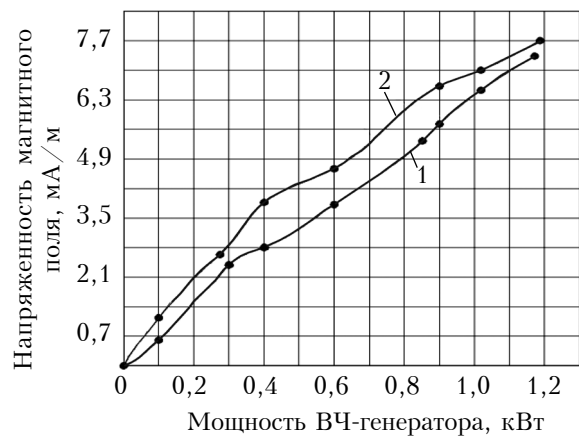


Рис. 6. Зависимости температуры в зоне ВЧ-пайки от времени (а) и напряженности магнитного поля от мощности ВЧ-генератора (б), полученные при использовании индуктора без магнитопровода (1) и с ферритовым магнитопроводом (2)

Заключение

Таким образом, для эффективного ВЧ-нагрева корпусов микроблоков из диамагнитных материалов в процессе их герметизации пайкой легкоплавкими припоями необходимо правильно выбирать частоту электромагнитного поля, чтобы исключить повреждение электронного устройства в результате наводок, а также конструкцию индуктора (число витков, наличие магнитопровода). Этим условиям удовлетворяет диапазон частот 0,4–2,0 МГц, в котором на глубине проникновения электромагнитного поля в материал корпуса, равной четырехкратной толщине скин-слоя, напряженность поля ослабляется в 152 раза по сравнению с поверхностью, в этом случае ее величина значительно ниже напряженности наводок, приводящих к деградации элементов.

Для повышения эффективности ВЧ-нагрева необходима концентрация тока индуктора на поверхности корпуса, обращенной к индуктору, что достигается за счет применения магнитопровода из феррита.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Климачев И. И., Иовдальский И. И. СВЧ ГИС. Основы технологии и конструирования. — Москва: Техносфера, 2006.
2. Lanin V.L. High-Frequency Electromagnetic Heating for Soldering in Electronics // Circuits and Systems. — 2012. — N 3. — P. 238–241. — <https://doi.org/10.4236/cs.2012.33033>.
3. Rapoport E., Pleshivtseva Y. Optimal control of induction heating processes. — USA, NY: CRC Press, 2007.
4. Ricketts L.W., Bridges J.E., Mileta J. EMP radiation and protective techniques. USA, NY: John Wiley & Sons, Inc., 1976.
5. Ключник А. В., Пирогов Ю. А., Солодов А. В. Обратимые отказы интегральных микросхем в полях радиоизлучений // Журнал радиоэлектроники. — 2013. — № 1. — <http://www.modtop.ru/node/33849>
6. Кувалдин А. Б. Особенности расчета параметров электромагнитного нагрева в ферромагнитной стали // Промышленный электрообогрев и электроотопление. — 2014. — № 2. — С. 26–30.
7. Metaxas A. C. Foundation of Electroheat. — USA, NY: John Wiley & Sons, Inc., 1996.
8. Ланин В. Л., Достанко А. П., Телеш Е. В. Формирование токопроводящих контактных соединений в изделиях электроники. — Минск: Издательский центр БГУ, 2007.

*Дата поступления рукописи
в редакцию 30.05 2018 г.*

В. Л. ЛАНИН, Ю. М. ГРИЩЕНКО

Республика Беларусь, м. Минск,
Белорусский державний університет інформатики та радіоелектроніки
E-mail: vlanin@bsuir.by

**ГЕРМЕТИЗАЦІЯ ПАЯННЯМ КОРПУСІВ МІКРОБЛОКІВ
З ДІАМАГНІТНИХ СПЛАВІВ З ВИКОРИСТАННЯМ
ВИСОКОЧАСТОТНОГО НАГРІВУ**

Основними труднощами застосування ВЧ-нагріву для процесів герметизації паянням корпусів микроблоків з алюмінієвих сплавів є низький ККД нагріву, тривалість процесу і значне нагрівання електронного модуля, що герметизується, під час процесу паяння.

Метою роботи є оптимізація параметрів ВЧ-нагріву в процесі герметизації паянням легкоплавкими припоями корпусів НВЧ-микроблоків з діамагнітних сплавів за рахунок ефективного використання фізичних явищ високочастотного нагріву.

Ефекти ВЧ-нагріву — поверхневий, близькості і концентрації силових ліній електромагнітного поля — були застосовані для паяння НВЧ-микроблоків в корпусах з діамагнітних сплавів. Для забезпечення енергоефективності та продуктивності процесу герметизації паянням легкоплавкими припоями корпусів НВЧ-микроблоків оптимізовано частоту електромагнітного поля і конструкцію індуктора.

В процесі паяння мікроелектронних пристроїв, що містять всередині корпусу електронні компоненти, чутливі до електричної складової поля, енергія електромагнітного поля всередині корпусу має бути значно менше енергії деградації елементів, при цьому скин-шар сягає глибини проникнення поля, яка еквівалентна чотирьом значенням товщини корпусу.

Для підвищення ефективності ВЧ-нагріву необхідна концентрація струму індуктора на поверхні корпусу, зверненої до індуктора, що досягається за рахунок застосування магнітопроводу з фериту. Застосування феритового магнітопроводу всередині індуктора підвищує напруженість магнітного поля завдяки концентрації силових ліній магнітного поля в 1,2–1,3 рази.

Для ВЧ-паяння оптимальним є діапазон частот 0,4–2,0 МГц, в якому на глибині проникнення електромагнітного поля в матеріал корпусу, що дорівнює чотирикратній товщині скин-шару, напруженість поля послаблюється в 152 рази в порівнянні з поверхнею.

Ключові слова: високочастотний нагрів, ефекти нагріву, герметизація корпусу микроблоків, паяння.

DOI: 10.15222/TKEA2018.3.03
UDC 621.365(075.6)

V. L. LANIN, Yu. N. GRISHCHENKO

Belarus, Minsk,
Belarusian State University of Informatics
and Radioelectronics
E-mail: vlanin@bsuir.by

SEALING BY SOLDERING OF MICROBLOCK PACKAGES MADE OF DIAMAGNETIC ALLOYS USING HIGH-FREQUENCY HEATING

The main difficulties of application of high-frequency (HF) heating for sealing by soldering of microblock packages made of aluminum alloys is the low efficiency of heating, long processing time and considerable heating of the internal electronic module while sealing.

The purpose of this study was to use effectively the physical phenomena of HF heating in order to optimize the HF heating parameters of sealing by soldering using fusible solders of microwave microblock packages made of diamagnetic alloys.

Effects of HF heating (superficial, proximity and concentration of power lines) of the electromagnetic field are applied to sealing using soldering of microwave microblock packages made of diamagnetic alloys. The optimized parameters of HF heating provide energy efficiency and productivity of sealing: frequency of the electromagnetic field and the inductor design.

When soldering microelectronic devices containing electronic parts sensitive to the electric field component, the energy of electromagnetic field in the package should be significantly lower than the energy of elements degradation, in which case the skin layer reaches the field penetration depth which is equal to 4 package thickness values. In order to increase the HF heating efficiency, there should be a concentration of the inductor current on the package surface facing the inductor, which is done by using a ferrite magnetic core. Using a ferrite magnetic core inside the inductor concentrates tension of magnetic field due to concentration of power lines of magnetic field in 1,2-1,3 times.

The optimal frequency range for HF soldering is 0,4–2,0 MHz when at electromagnetic field penetration depth into the material of the package equal to 4 thickness values of the skin layer, the field strength is 152 times weaker in comparison with the surface.

Keywords: high-frequency heating, heating effects, sealing, microblock, soldering.

REFERENCES

1. Klimachev I.I., Iovdalysky I.I. SVHc GIS. *Osnovy tehnologii i konstruirovaniya* [Microwave Hybrid Integrated Circuits. Bases of Technology and Designing]. Moscow, Technosphera, 2006, 351 p. (Rus)
2. Lanin V.L. High-Frequency electromagnetic heating for soldering in electronics. *Circuits and Systems*, 2012, no. 3, pp. 238-241. <https://doi.org/10.4236/cs.2012.33033>.
3. Rapoport E., Pleshivtseva Y. *Optimal Control of Induction Heating Processes*. USA, NY, CRC Press, 2007, 341 p.
4. Ricketts L.W., Bridges J.E., Miletta J. *EMP Radiation and Protective Techniques*. USA, NY, John Wiley & Sons, Inc., 1976.
5. Kluchnic A.V., Pirogov J.A., Solodov A.V. [Reversible refusals of integrated circuits in fields of radio emissions]. *Radio Electronic Journal*, 2013, no. 1. (Rus)
6. Kuvaldin A.B. Calculation features of electromagnetic heating parameters in ferromagnetic steel. *Industrial electrical heating and electroheating*, 2014, no. 2, pp. 26-30, <http://www.modtop.ru/node/33849>. (Rus)
7. Metaxas A.C. *Foundation of electroheat*. USA, NY, John Willey @ Sons, 1996.
8. Lanin V.L., Dostanko A.P., Telesh E.V. *Formirovanie tokoprovodyashchikh kontaknykh soedinenii v izdeliyakh elektroniki* [Formation of Current-Carrying Contact Connection in Electronics Products]. Minsk, Publ. center of the BSU, 2007, 574 p. (Rus)

Описание статьи для цитирования:

Ланин В. Н., Грищенко Ю. Н. Герметизация пайкой корпусов микроблоков из диамагнитных сплавов с применением высокочастотного нагрева. *Технология и проектирование в электронной аппаратуре*, 2018, № 3, с. 3—8. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2018.3.03>

Cite the article as:

Lanin V. L., Grishchenko Yu. N. Sealing by soldering of microblock packages made of diamagnetic alloys using high-frequency heating. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2018, no. 3, pp. 3-8. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2018.3.03>

Д. т. н. А. О. ДРУЖИНІН, к. т. н. О. П. КУТРАКОВ, к. т. н. С. І. НІЧКАЛО, В. М. СТАСІВ

Україна, Національний університет «Львівська політехніка»

E-mail: druzh@polynet.lviv.ua

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА НА БАЗІ ДАТЧИКІВ З ТЕНЗОРЕЗИСТОРАМИ НА ОСНОВІ МІКРОКРИСТАЛІВ КРЕМНІЮ

Розроблено інформаційно-вимірвальну систему на основі датчика тиску з тензорезисторами, виготовленими з ниткоподібних кристалів кремнію, яка забезпечує можливість одночасного вимірювання тиску та температури. Вимірвальний канал системи побудовано на базі мікроконтролера AVR ATmega328P, що забезпечує можливість створення сучасних високоточних розподілених систем збору та відображення інформації.

Ключові слова: ниткоподібні кристали, кремній, тиск, температура, датчик, інформаційно-вимірвальна система.

Одним з перспективних напрямів розвитку інформаційно-вимірвальних систем контролю, моніторингу та діагностики є використання інтелектуальних датчиків різних фізичних величин, зокрема тиску, температури, деформації, прискорення та ін. Основною функціональною особливістю, що відрізняє такі датчики від інших, є можливість обробки сигналу безпосередньо в зоні вимірювання, що потребує температурної компенсації вихідного сигналу, лінеаризації функції перетворення та ін. У своєму складі інтелектуальні датчики поряд з первинними перетворювачами містять аналого-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі, мікроконтролер, оперативно-запам'ятовувальний пристрій, інтерфейси введення-виведення інформації. Проте технології, використовувані сьогодні для створення мікроелектронних датчиків, є досить складними та вимагають спеціального технологічного обладнання і матеріалів, що позначається на їхній вартості [1–7].

В даній роботі розроблено інформаційно-вимірвальну систему для використання спільно з датчиками механічних величин на основі тензорезисторів, виготовлених з ниткоподібних кристалів (НК) кремнію.

Основою технології виготовлення чутливих елементів є метод вирощування ниткоподібних кристалів кремнію з газової фази методом хімічних газотранспортних реакцій у системі Si – Br, де бром відіграє роль транспортувального агента [8, 9]. Завдяки структурній досконалості, НК кремнію витримують значні деформації (> 0,5%), що забезпечує можливість функціонування тензорезисторів на їх основі у широко-

му діапазоні деформацій. Для тензорезисторів на основі НК Si p-типу провідності з питомим опором 0,005–0,02 Ом·см спостерігається майже лінійна залежність тензочутливості від температури. Для НК з питомим опором 0,02 Ом·см в інтервалі температур від –60 до +60°C температурний коефіцієнт тензочутливості практично не змінюється і становить приблизно –0,18%/°C. Датчики, виготовлені на основі таких тензорезисторів, характеризуються унікальними механічними властивостями, високою чутливістю, можливістю роботи в різних температурних та амплітудно-частотних діапазонах та повністю задовольняють сучасним вимогам [10–12].

Методики визначення температурних і деформаційних характеристик датчиків тиску з тензорезисторами на основі НК Si є стандартними [10, 11].

Для оцінки можливості створення інформаційно-вимірвальної системи проаналізовано деформаційні та температурні характеристики датчиків механічних величин (тиску, зусилля та деформації) з тензорезисторами на основі НК Si p-типу провідності, легованих бором, із значенням питомого опору від 0,005 до 0,02 Ом·см в інтервалі температури від –60 до +60°C. На **рис. 1, а** представлено графік залежності відносної зміни опору ($\Delta R_\epsilon/R_0$) від деформації стиску та розтягу (ϵ) таких тензорезисторів в діапазоні $\pm 6 \cdot 10^{-4}$ відн. од. Проведені у [8] експериментальні дослідження показали, що за такого рівня деформації зберігається достатньо висока чутливість і лінійність тензометричних характеристик, а вплив гістерезису, зумовленого особливостями пружних елементів, є мінімальним. Тому в роз-

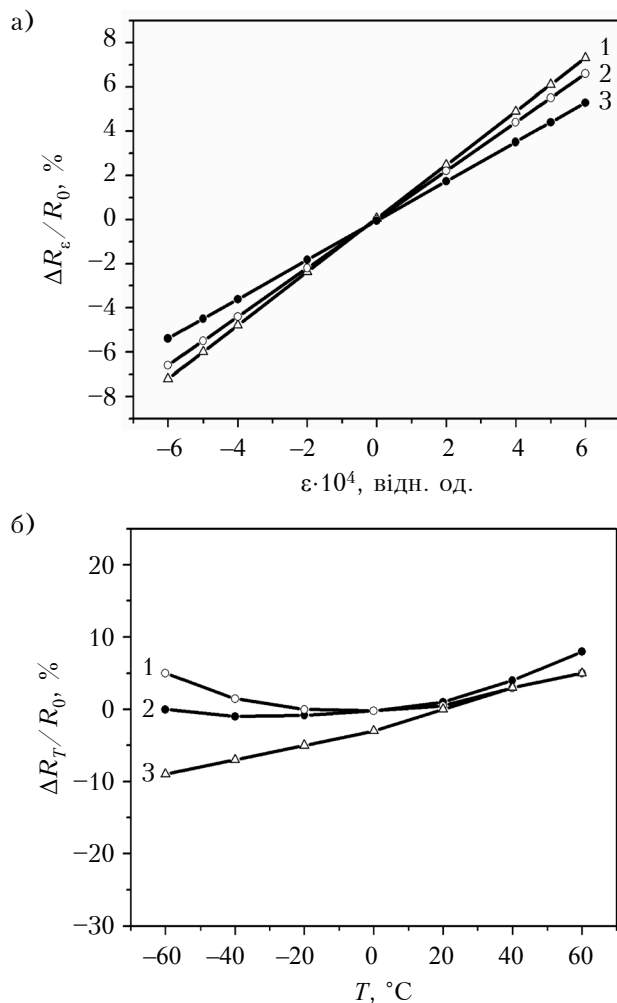


Рис. 1. Залежність відносної зміни опору від деформації за температури 20°C (а) та від температури (б) тензорезисторів на основі легованих бором НК Si *p*-типу із різним значенням питомого опору: 1 – 0,02 Ом·см; 2 – 0,01 Ом·см; 3 – 0,005 Ом·см

роблених датчиках механічних величин на основі НК Si пружні елементи розраховували виходячи з цих міркувань. Для всіх досліджуваних зразків у вказаному діапазоні деформації нелінійність градувальних характеристик не перевищувала 0,1%.

Оскільки нелінійність градувальних характеристик тензорезисторів знижується зі зменшенням питомого опору кремнію, в датчиках механічних величин доцільно використовувати НК Si, сильнолеговані бором, хоча в цьому випадку зменшується їх тензочутливість.

На рис. 1, б зображено температурні залежності відносної зміни опору ($\Delta R_T / R_0$) досліджуваних тензорезисторів. Як бачимо, найбільш близькими до лінійних є залежності для тензорезисторів з питомим опором 0,005 Ом·см, тобто для датчиків на їх основі компенсація температурних похибок буде найпростішою.

Температурний коефіцієнт опору таких тензорезисторів становить приблизно 0,15%/°C.

Для створення інформаційно-вимірювальної системи вибрано датчик з тензорезисторами на основі НК кремнію з питомим опором 0,005 Ом·см, який розрахований на вимірювання тиску в діапазоні 0–100 кПа за температури від –60 до +60°C [13]. Основою датчика є пружний чутливий елемент, на якому закріплено кремнієві тензорезистори, підібрані в пари за значенням номінального опору і температурного коефіцієнту опору. Тензорезистори з'єднано в мостову схему, вихідний сигнал якої змінюється залежно від тиску (його сприймає мембрана датчика) та температури середовища. З метою отримання додаткової інформації щодо температури та її використання для компенсації температурних похибок датчика використано мостову схему, яку зображено на рис. 2.

Вихідний сигнал $U_M(P, T)$ з мостової схеми вимірювання є функцією тиску і температури (рис. 3). Оскільки загальний опір мостової схеми змінюється при зміні температури, яка сприймається тензорезисторами R_3 та R_4 , і практично не залежить від зміни опору при дії на них деформації, сигнал $U_\Pi(T)$ містить інформацію лише про температуру (рис. 4). Сигнал $U_\Pi(T)$ використовується для температурної компенсації при вимірюванні деформації та для вимірювання температури навколишнього середовища.

На рис. 5 наведено структурну схему каналу вимірювання і корекції сигналу та зовнішній вигляд розробленої інформаційно-вимірювальної системи, яка конструктивно виконана як єдиний блок, що містить датчик тиску, компенсаційну плату та корпус. Вимірювальний канал системи побудовано на базі порівняно простого і дешевого мікроконтролера AVR ATmega328P, який забезпечує корекцію сигналів датчика тиску на підставі зміни вхідного опору мостової схеми, пропорційного температурі середовища.

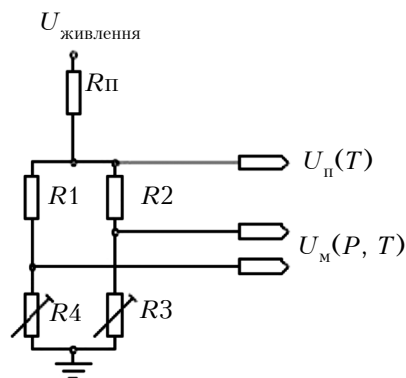


Рис. 2. Мостова схема датчика тиску-температури: R_1, R_2 – резистори; R_3, R_4 – тензорезистори; R_Π – додатковий резистор; $U_M(P, T), U_\Pi(T)$ – вихідні сигнали

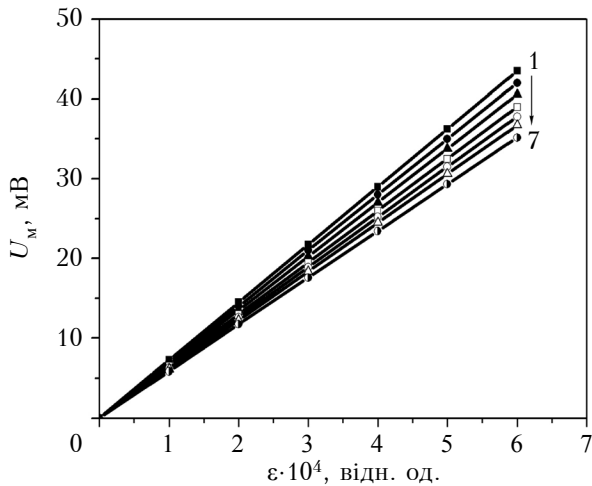


Рис. 3. Залежність вихідного сигналу U_M від деформації за різних температур ($^{\circ}\text{C}$):

1 – мінус 60; 2 – мінус 40; 3 – мінус 20; 4 – 0; 5 – 20; 6 – 40; 7 – 60

Залежності змін початкового сигналу від тиску та відносних змін чутливості від температури отримують експериментально на етапі спільного налаштування датчика та вторинного перетворювача на основі мікроконтролера, після чого здійснюють апроксимацію поліномами першого-третього порядку або кубічними сплайнами. Варто зазначити, що апроксимуються не прямі залежності, а зворотні [14].

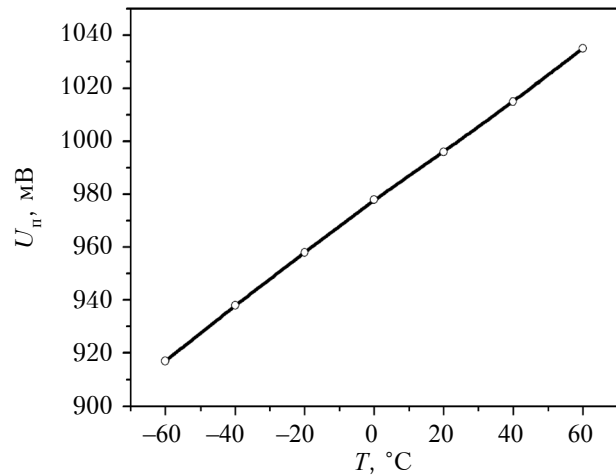


Рис. 4. Температурна залежність вихідного сигналу U_n

Алгоритм роботи мікропроцесора полягає в послідовному обчисленні поправок для корекції адитивної і мультиплікативної складової температурної похибки на підставі збережених в постійному запам'ятовувальному пристрої даних калібрування і переведення їх у відповідні величини тиску та температури [15]. Крім основної функції контролю поточних значень тиску і температури, які відображаються на рідкокристалічному індикаторі, інформація передається за допомогою цифрового інтерфейсу користувачеві, що дозволяє забезпечувати двосторонній зв'язок

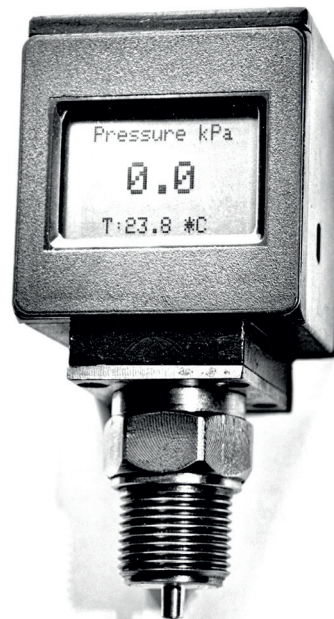
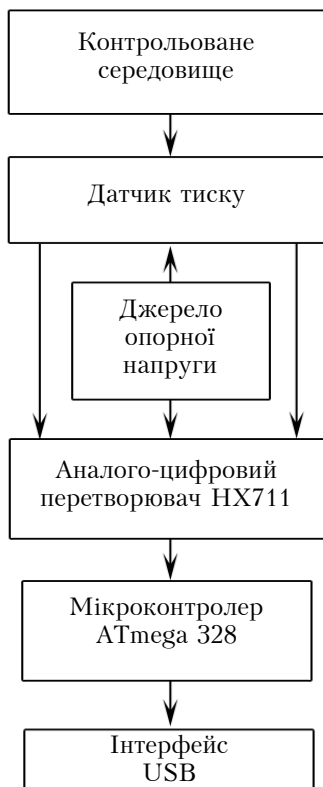


Рис. 5. Структурна схема каналу вимірювання і корекції сигналу та зовнішній вигляд інформаційно-вимірювальної системи контролю тиску-температури

для гнучкого управління параметрами системи: перенастроювання, діагностики та калібрування.

Таким чином, розроблена інформаційно-вимірювальна система для використання з датчиками механічних величин на основі НК кремнію дозволяє збільшити інформативність вимірювань і зменшити похибки, що виникають від впливу зовнішніх чинників. Дослідження показали задовільні результати щодо стабільності, чутливості та діапазонів вимірювання. Основна похибка вимірювань у досліджуваних діапазонах деформації та температури не перевищила 0,1%.

Побудована на базі мікроконтролера вимірювальна схема може бути легко адаптована під нове завдання без внесення суттєвих змін до її апаратної частини, функції приладу корегуються зміною робочої програми.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Шевелев А.С., Кикот В.В., Удалов А.Ю. Информационно-измерительная система мониторинга изделий космической техники // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. — 2016. — Т. 3, вып. 2. — С. 60–65.
2. Mikhajlov P.G., Slesarev Yu.N., Chulkov V.A. Mathematical modeling of combined sensor information-measuring systems // International Journal of Applied Engineering Research. — 2016. — Vol. 11, N 20. — P. 10332–10337.
3. Starr P., Bartels K., Agrawal M., Bailey S. Evolution of micromachined pressure transducers for cardiovascular applications // Sensors and Actuators A. — 2015. — Vol. 225. — P. 8–19. — <https://doi.org/10.1016/j.sna.2015.01.026>
4. Neuzil P., Wong C.C., Reboud J. Electrically controlled giant piezoresistance in silicon nanowires // Nano Lett. — 2010. — Vol. 10, N 4. — P. 1248–1252. — <https://doi.org/10.1021/nl9037856>
5. Lou L., Zhang S., Park W.-T. et al. Optimization of NEMS pressure sensors with a multilayered diaphragm using silicon nanowires as piezoresistive sensing elements //

J. Micromech. Microeng. — 2012. — Vol. 22, N5. — P. 055012. — <https://doi.org/10.1088/0960-1317/22/5/055012>

6. Huang Y.A., Donga W., Huang T. et al. Self-similar design for stretchable wireless LC strain sensors // Sensors and Actuators A. — 2015. — Vol. 224. — P. 36–42. — <https://doi.org/10.1016/j.sna.2015.01.004>

7. Лепіх Я.І., Гордієнко Ю.О., Дзядевич С.В. та ін. Створення мікроелектронних датчиків нового покоління для інтелектуальних систем. — Одеса: Астропринт, 2010.

8. Voronin V., Maryamova I., Zaganyach Y. et al. Silicon whiskers for mechanical sensors // Sensor and Actuators A. — 1992. — Vol. 30, N 1–2. — P. 27–33. — [https://doi.org/10.1016/0924-4247\(92\)80193-7](https://doi.org/10.1016/0924-4247(92)80193-7)

9. Druzhinin A.A., Ostrovskii I.P. Investigation of Si-Ge whisker growth by CVD // Physica Status Solidi (C). — 2004. — Vol. 1, N 2. — P. 333–336. — <https://doi.org/10.1002/pssc.200303948>

10. Дружинин А.О., Мар'ямова І.Й., Кутраков О.П. Датчики механічних величин на основі ниткоподібних кристалів кремнію, германію та сполук A^3B^5 . — Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2015.

11. Дружинин А.А., Кутраков А.П., Мар'ямова И.И. Высокотемпературные датчики давления с тензорезисторами на основе нитевидных кристаллов кремния // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2012. — № 6. — С. 25–28.

12. Дружинин А.А., Кутраков А.П., Лях-Кагуй Н.С., Вуйчик А. Двухфункциональный датчик давления-температуры на основе нитевидных кристаллов кремния // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2013. — № 4. — С. 23–26.

13. Дружинин А. О., Кутраков О. П., Нічкало С. І., Стасів В. М. Інформаційно-вимірювальна система з використанням датчиків на основі ниткоподібних кристалів кремнію // Труды 19-ї МНПК «Сучасні інформаційні та електронні технології». — Україна, м. Одеса. — 2018. — С. 133–134.

14. Катков А.Н. Алгоритмы коррекции погрешностей тензометрических датчиков давления цифровыми вторичными преобразователями // Молодой ученый. — 2011. — № 8 (31). — С. 58–60.

15. Буряченко А.Г., Грудинкин В.М. Технические и алгоритмические средства повышения метрологического уровня и надежности датчиков и систем измерения давления // Авиационно-космическая техника и технология. — 2005. — №8 (24). — С. 105–109.

*Дата надходження рукопису
в редакцію 03.04 2018 р.*

А. А. ДРУЖИНИН, А. П. КУТРАКОВ, С. И. НИЧКАЛО, В. М. СТАСИВ

Украина, Национальный университет «Львовская политехника»

E-mail: druzh@polynet.lviv.ua

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ ДАТЧИКОВ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН С ТЕНЗОРЕЗИСТОРАМИ НА ОСНОВЕ МИКРОКРИСТАЛЛОВ КРЕМНИЯ

Разработана информационно-измерительная система на основе датчика давления с тензорезисторами, изготовленными из нитевидных кристаллов кремния, которая обеспечивает возможность одновременного измерения давления и температуры. Измерительный канал системы построен на базе микроконтроллера AVR ATmega328P, что обеспечивает возможность создания современных высокоточных распределенных систем сбора и отображения информации. Схема может быть легко адаптирована под другое задание без внесения существенных изменений в ее аппаратную часть, функции устройства корректируются изменением рабочей программы.

Ключевые слова: нитевидные кристаллы, кремний, давление, температура, датчик, информационно-измерительная система.

INFORMATION AND MEASURING SYSTEM ON THE BASIS
OF STRAIN SENSORS BASED ON SILICON MICROCRYSTALS

One of the promising directions of development of information and measuring systems for monitoring and diagnostics is the use of intelligent sensors of various physical quantities, in particular pressure, temperature, deformation, acceleration, etc. The main functional feature that distinguishes such sensors is the possibility of signal processing directly in the measuring zone, which involves the temperature compensation of the output signal, linearization of the transformation function. Along with primary converters, intelligent sensors include analog-to-digital and digital-to-analog converters, microcontroller, memory-storage device, input/output interfaces. However, the technologies used today for the creation of existing microelectronic sensors are quite complex and require special process equipment and materials, that leads to an increase in their value.

The aim of this work is to develop an information and measurement system for use in conjunction with mechanical sensors based on strain gauges made of silicon whiskers in terms to provide a higher efficiency.

The deformation and temperature characteristics of sensors of mechanical quantities (pressure, force and deformation) with strain gauges on the basis of p-type Si whiskers ($\rho=0.005-0.02 \Omega\cdot\text{cm}$) in the temperature range from -60 to $+60^\circ\text{C}$ were analyzed. It has been established that at a deformation level of $\pm 6\cdot 10^{-4}$ relative units, the high values of sensitivity and linearity of strain gauge characteristics are maintained, and the hysteresis effect due to the characteristics of elastic elements is shown to the smallest extent. It is shown that the temperature dependence of relative change in the resistance of strain gauge resistors based on p-Si whiskers with resistivity of $0.005 \Omega\cdot\text{cm}$ is characterized by the smallest nonlinearity. This simplifies the problem of compensation of the temperature errors, which are typical for such sensors. The temperature coefficient of resistance for strain gauges was found to be $0.15\%/^\circ\text{C}$.

The information and measuring system was developed on the basis of pressure sensor with strain gauges made of silicon whiskers ($\rho=0.005 \Omega\cdot\text{cm}$). This pressure sensor provides the simultaneous measurement of pressure and temperature in the ranges $0...100 \text{ kPa}$ and $-60...+60^\circ\text{C}$, respectively. The measuring channel of the developed system was based on the AVR ATmega328P microcontroller, which provides the ability to create modern high-precision distributed data gathering and display systems. As a result of testing, satisfactory results were obtained regarding stability, sensitivity and measurement ranges of the developed information and measuring system. The main measurement error did not exceed 0.1% .

The measuring circuit can be easily adapted to a new task without making any significant changes to its hardware, the function of the device is easily adjusted by changing the work program.

Keywords: whiskers, silicon, pressure, temperature, sensor, information measuring system.

REFERENCES

1. Shchevelev A.S., Kikot V.V., Udalov A.Yu. The information-measuring system for space technology monitoring. *Rocket-Space device engineering and information systems*, 2016, vol. 3, iss. 2, pp. 54-59.
2. Mikhajlov P.G., Slesarev Yu.N., Chulkov V.A. Mathematical modeling of combined sensor information-measuring systems. *International Journal of Applied Engineering Research*, 2016, vol. 11, no 20, pp. 10332-10333.
3. Starr P., Bartels K., Agrawal M., Bailey S. Evolution of micromachined pressure transducers for cardiovascular applications. *Sensors and Actuators A*, 2015, vol. 225, pp. 8-19. <https://doi.org/10.1016/j.sna.2015.01.026>
4. Neuzil P., Wong C.C., Reboud J. Electrically controlled giant piezoresistance in silicon nanowires. *Nano Letters*, 2010, vol. 10, iss. 4, pp. 1248-1252. <https://doi.org/10.1021/nl9037856>
5. Lou L., Zhang S., Park W.-T. et al. Optimization of NEMS pressure sensors with a multilayered diaphragm using silicon nanowires as piezoresistive sensing elements. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2012, vol. 22 (055012), pp. 1-15. <https://doi.org/10.1088/0960-1317/22/5/055012>
6. Huang Y.A., Dong W., Huang T. et al. Self-similar design for stretchable wireless LC strain sensors. *Sensors and Actuators A*, 2015, vol. 224, pp. 36-42. <https://doi.org/10.1016/j.sna.2015.01.004>
7. Lepikh Y.I., Hordienko Y.O., Dziadevych S.V. et al. *Stvorennia mikroelektronnykh datchykyv novoho pokolinnia dlia intelektualnykh system* [Development of new-generation microelectronic sensors for intelligent systems]. Odessa, Astroprint, 2010, 296 p. (Ukr)
8. Voronin V., Maryamova I., Zaganyach Y., Karetnikova E., Kutrakov A. Silicon whiskers for mechanical sensors. *Sensor and Actuators A*, 1992, vol. 30, iss. 1-2, pp. 27-33. [https://doi.org/10.1016/0924-4247\(92\)80193-7](https://doi.org/10.1016/0924-4247(92)80193-7)
9. Druzhinin A.A., Ostrovskii I.P. Investigation of Si-Ge whisker growth by CVD. *Physica Status Solidi (C)*, 2004, vol. 1, iss. 2, pp. 333-336. <https://doi.org/10.1002/pssc.200303948>
10. Druzhinin A.A., Maryamova I.Y., Kutrakov O.P. *Datchyky mekhanichnykh velychyn na osnovi nytkopodibnykh krystaliv kremniuu, germaniiu ta spoluk A³B⁵* [Sensors of mechanical quantities based on silicon, germanium and

A³B⁵ whiskers]. Lviv, Vydavnytstvo Lvivs'koi Politekhniky, 2015, 232 p. (Ukr)

11. Druzhinin A.A., Kutrakov A.P., Maryamova I.I. High-temperature pressure sensors with strain gauges based on silicon whiskers. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2012, no. 6, pp. 25-28. (Rus)

12. Druzhinin A.A., Kutrakov A.P., Liakh-Kaguy N.S., Vuitsyk A.M. Dual-function pressure-temperature sensor based on silicon whiskers. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2013, no. 4, pp. 23-26. (Rus)

13. Druzhinin A. A., Kutrakov A. P., Nichkalo S. I., Stasiv V. M. Information and measuring system with using sensors

on the basis of silicon whiskers. *Proc. of 19th ISPC "Modern Information and Electronic Technologies"*, Ukraine, Odessa, 2018, pp. 133-134. (Ukr)

14. Katkov A.N. [Algorithms for error correction of tensometric pressure sensors with digital secondary converters]. *Molodoi Uchonyi*, 2011, vol. 1, iss. 8, pp. 58-60. (Rus)

15. Buriachenko A.G., Grudinkin V.M. [Technical and algorithmic means for improving the metrological level and reliability of sensors and pressure measurement systems]. *Aviacionno-kosmicheskaya tekhnika i tekhnologiya*, 2005, vol. 8, pp. 105-109. (Rus)

Опис статті для цитування:

Дружинін А. О., Кутраков О. П., Нічкало С. І., Стасів В. М. Інформаційно-вимірювальна система на базі датчиків з тензорезисторами на основі мікрочисталів кремнію. *Технологія і конструювання в електронній апаратурі*, 2018, № 3, с. 9—14. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2018.3.09>

Cite the article as:

Druzhinin A. A., Kutrakov A. P., Nichkalo S. I., Stasiv V. M. Information and measuring system on the basis of strain sensors based on silicon microcrystals. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2018, no. 3, pp. 9-14. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2018.3.09>

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



Матвійків М. Д., Вус Б. С., Матвійків Т. М., Вус М. Б. Технологія виготовлення електронних пристроїв. — Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2017.

Викладено основні відомості про сучасні та перспективні технології виготовлення функціональних та функціонально-програмованих електронних пристроїв. Розглянуто технології складових частин електронних пристроїв: електронних модулів, механічних компонентів та ін. Також викладено основні вимоги до складання, програмування, тестування, регулювання, налаштування та операційного контролю електронних пристроїв.

Для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за напрямом “Електронні апарати”, та фахівців, які проектують, виготовляють або обслуговують різноманітну електронну техніку в галузях авіоніки, біомедичної і побутової техніки тощо.

НОВЫЕ КНИГИ



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

К. т. н. В. Р. СТЕМПИЦКИЙ, ДАО ДИНЬ ХА

Республика Беларусь, г. Минск, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

E-mail: vstem@bsuir.by, ha.dao.dinh@bsuir.by

ПРИБОРНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО СЕНСОРА С ИНТЕГРИРОВАННЫМ МАГНИТНЫМ КОНЦЕНТРАТОРОМ

Представлены результаты исследования и оптимизации конструктивных и эксплуатационных характеристик на основе результатов приборно-технологического моделирования магниточувствительного сенсора с интегрированным магнитным концентратором дискообразной формы. Проанализировано влияние геометрических размеров, угла отклонения и используемого материала интегрированного магнитного концентратора на характеристики датчика Холла. Показано, что интеграция концентратора из ферромагнитного материала в конструкцию датчика магнитного поля обеспечивает значительное (до 10 раз) повышение коэффициента усиления магнитного потока, что позволяет применять исследуемые конструкции датчиков для детектирования слабых магнитных полей (от 0,01 мкТл до 2,0 мТл).

Ключевые слова: магниточувствительный сенсор, интегрированный магнитный концентратор, датчик Холла, ферромагнитный материал.

В конструкции современных приборов микромагнитоэлектроники все чаще применяются концентраторы магнитного потока [1], с целью обеспечения возможности измерения слабых магнитных полей (от 0,01 мкТл до 2,0 мТл). Использование интегрированного магнитного концентратора (ИМК, англ. integrated magnetic concentrator) дискообразной формы из ферромагнитного материала позволяет для измерения трех компонентов магнитного поля разрабатывать сенсоры, обладающие более высокой магнитной чувствительностью по сравнению с традиционным датчиком Холла (ДХ) без ухудшения шумовых характеристик. В ряд важнейших вопросов, решаемых в рамках указанных научных направлений, входит задача разработки эффективных методов компьютерного моделирования и оптимизации конструктивных параметров ИМК в составе ДХ с использованием современных комплексов компьютерного проектирования в микроэлектронике.

Анализ научной литературы и патентных источников показывает, что в настоящее время наиболее эффективным решением для формирования активной области датчика Холла является применение пленок n -InSb, которые позволяют получить значения чувствительности до 500 мкВ/мТл и нижнего порога регистрации индукции магнитного поля не менее 0,01 мТл. Использование GaAs также обеспечивает повышение чувствительности в 2–3 раза по сравнению с приборами на основе кремния, однако не-

гативным фактором при этом является рост временной нестабильности и уровня шумов [2]. То есть использование ДХ традиционной конструкции для регистрации слабых магнитных полей является малоэффективным.

В [3] представлено описание ДХ, интегрированного со схемой обработки сигналов, где в качестве материала ИМК используется тонкопленочный сплав кобальта. При комнатной температуре чувствительность по току ДХ без концентратора составляет 240 В/(А·Тл), с концентратором — 2550 В/(А·Тл), при этом коэффициент усиления магнитного потока равен 10,5.

В [4] рассмотрены датчики магнитного поля, состоящие из датчика Холла, КМОП-микросхем, а также планарных ферромагнитных компонентов, изготовленных из мягкого аморфного сплава (англ. soft amorphous alloy), сформированного на поверхности кремниевой пластины на завершающем этапе производства (англ. post-processing production phase). ДХ с ферромагнитным магнитным концентратором обеспечивают увеличение коэффициента усиления магнитного потока на порядок и позволяют фиксировать параллельное поверхности кристалла магнитное поле.

В [5] описана конструкция InSb-датчика магнитного поля с интегрированным ферритовым концентратором и КМОП-ДХ, обладающим улучшенными шумовыми характеристиками. КМОП-технология обеспечивает возможность изготовления легко интегрируемого в цифро-

вые схемы ДХ и позволяет компенсировать зависимость эксплуатационных характеристик от температуры.

Настоящее исследование посвящено разработке интегрированного в датчик Холла дискообразного магнитного концентратора с высоким коэффициентом усиления магнитного потока, который можно использовать в системах трехмерной регистрации магнитного поля.

При проектировании концентратора необходимо стремиться к повышению усиления магнитного поля для увеличения выходного сигнала ДХ и уровня насыщенности для обеспечения широкого линейного рабочего диапазона, а также к снижению гистерезиса для уменьшения погрешности распределения магнитного поля. Первое требование обеспечивается оптимизацией геометрии ИМК, последнее – выбором материала, второй параметр связан как с материалом, так и с геометрией концентратора.

Рассмотрим влияние параметров материала ИМК и его геометрии на характеристики сенсорной системы.

Требования к материалу для ИМК

Материал ИМК должен обладать низкой остаточной намагниченностью ($B_r \approx 0$) и высоким уровнем насыщения ($B_S = 2,8$ Тл), чему соответствуют, например, аморфный железоникелевый или железокобальтовый сплавы – супермендюр, сталь 1117, пермаллой и феррит [6] (табл. 1). Кроме того, материал ИМК должен обеспечивать формирование аморфной пленки с низкой коэрцитивной силой H_C , высокой температурой Кюри T_K и высокой магнитной проницаемостью μ_H . Аморфное состояние позволяет получить высокие значения индукции магнитного насыщения B_S и линейность характеристик датчика.

Таблица 1

Магнитные свойства магнитомягких ферромагнитных материалов

Материал		μ_H , 10^3	H_C	T_K , $^{\circ}C$	B_S , Тл
название	композиция				
Супермендюр	49% Со, 49% Fe, 2% V	0,8	0,15– 0,35	940	2,5– 2,8
Сталь 1117	0,17% С, 1,20% Mn	1,5	0,4– 0,6	750	2,1– 2,3
Феррит	50% Mn, 50% Zn	0,75– 15	0,04– 0,25	250	1,3– 1,5
Пермаллой	79% Ni, 17% Fe, 4% Mo	12– 100	0,02– 0,04	460	0,6– 0,8

Конструкция сенсорной системы

Сенсорная система состоит из четырех датчиков Холла 2 и интегрированного магнитного концентратора 3, сформированных на кремниевой подложке 1 (рис. 1). Датчики Холла располагаются по краям ИМК перпендикулярно друг другу. Между ИМК и ДХ расположен слой диэлектрика 4 толщиной d . ИМК представляет собой диск, выполненный из супермендюра ($B_S = 2,8$ Тл), с наружным диаметром D и внутренним D_1 , толщиной l и краевым углом θ , отсчитываемым от нормали к основанию дискового концентратора.

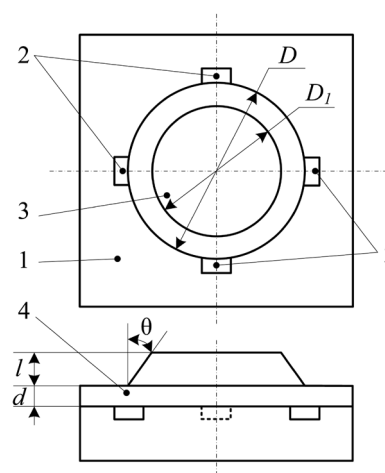


Рис. 1. Конструкция магниточувствительного сенсора с ИМК дискообразной формы: 1 – кремниевая подложка; 2 – датчики Холла; 3 – ИМК; 4 – диэлектрик

Использована кремниевая подложка p -типа (концентрация бора 10^{15} $см^{-3}$) толщиной 5 μm с активной областью n -типа (концентрация мышьяка $5 \cdot 10^{16}$ $см^{-3}$) толщиной 1 μm , длиной $L = 60$ μm и шириной $W = 20$ μm , чувствительность по току 280 В/(А·Тл) [7] (L и W – геометрические параметры датчика Холла).

Влияние геометрических параметров ИМК на магнитные характеристики сенсорной системы

Компьютерное моделирование характеристик датчика Холла выполняли в среде программного комплекса Silvaco [8], параметры ИМК рассчитывались в программе femm [9].

Высокая магнитная проницаемость материала ИМК обеспечивает большую индукцию магнитного поля по его краям, что приводит к значительному усилению прилагаемого внешнего поля. То есть ИМК играет роль магнитного усилителя, а также влияет на отношения сигнал/шум и сигнал/смещение. При этом, однако, маг-

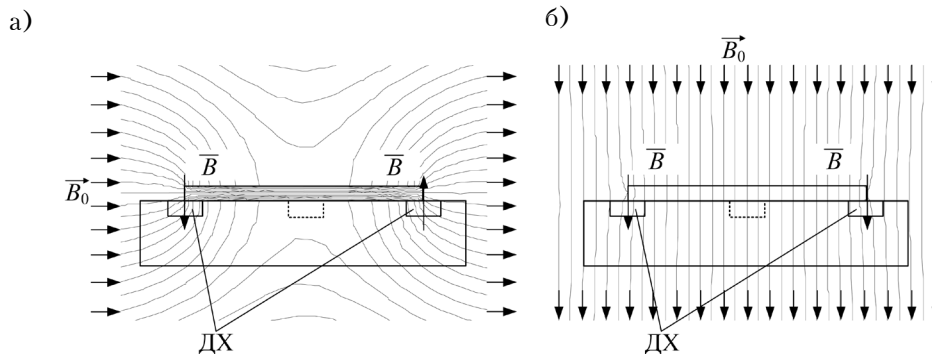


Рис. 2. Направление силовых линий магнитного поля в поперечном сечении сенсорного устройства на основе четырех ДХ и ИМК для параллельного (а) и перпендикулярного (б) магнитного поля

нитное усиление зависит не только от размера ИМК, но и от его формы.

Для оценки коэффициента усиления магнитного потока концентратора в составе сенсорного устройства с использованием программы *fehm* на основе решения уравнения Пуассона определялся векторный магнитный потенциал. Направление силовых линий магнитного поля в поперечном сечении сенсорного устройства на основе ДХ и ИМК для параллельного и для перпендикулярного магнитного поля представлено на **рис. 2**.

В датчике Холла с ИМК происходит локальное преобразование параллельного магнитного поля по краям концентратора в перпендикулярное. Наибольшее значение перпендикулярная составляющая магнитного поля имеет в области под краем концентратора, в которой расположены ДХ. Концентратор практически не оказывает влияние на магнитный поток, перпендикулярный поверхности трехмерного датчика магнитного поля (в этом случае коэффициент усиления магнитного потока $G = 1$), о чем свидетельствует небольшое отклонение линий магнитного потока. То есть тонкий концентратор практически магнитопрозрачен при приложении магнитного поля перпендикулярно его поверхности.

Коэффициент усиления магнитного потока является главной характеристикой концентратора и определяется как

$$G = B / B_0,$$

где B — составляющая индукции магнитного поля в местах расположения датчиков Холла, перпендикулярная к поверхности ИМК.

На **рис. 3** представлены зависимости коэффициента усиления магнитного потока от размеров концентратора. Здесь видно, что каждому значению коэффициента G соответствует набор значений толщины l и диаметра D . При этом диапазон оптимальных значений G находится в пре-

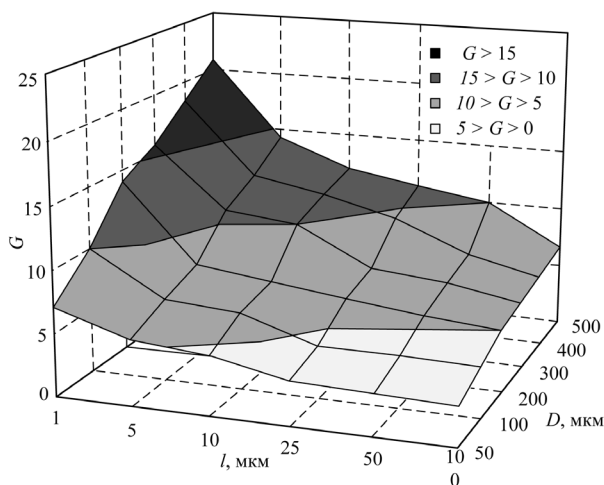


Рис. 3. Зависимость коэффициента усиления магнитного потока от размеров ИМК

делах от 10 до 15, поскольку обеспечивает эффективное использование площади кристалла.

В **табл. 2** приведены результаты моделирования, демонстрирующие изменение значения индукции магнитного поля по толщине диэлектрика для ИМК с размерами $l = 10$ мкм и $D = 200$ мкм и величине индукции внешнего магнитного поля $B_0 = 1$ мТл.

Таблица 2
Изменение индукции магнитного поля по толщине диэлектрика при $l = 10$ мкм, $D = 200$ мкм

d , мкм	0	0,1	1	5	10	20
B , мТл	9,66	6,94	5,12	2,68	1,99	1,55

Как видно, максимальное значение коэффициента $G = 9,66$ достигается при $d = 0$ мкм, что свидетельствует о необходимости минимизации расстояния между ИМК и датчиком Холла.

Еще одним важным фактором, влияющим на коэффициент усиления магнитного потока G , является угол наклона края ИМК θ , отсчитываемого от нормали к основанию дискового кон-

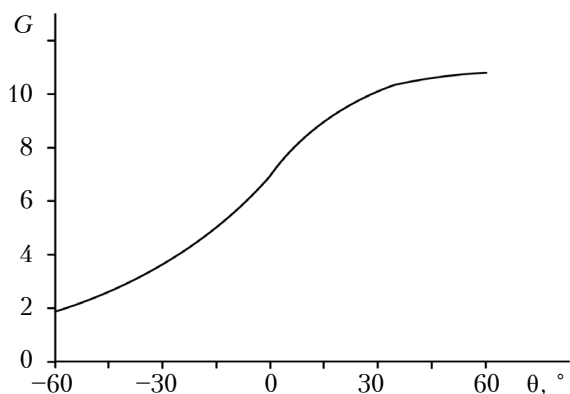


Рис. 4. Зависимость коэффициента усиления магнитного потока от угла наклона края ИМК

центратора (см. рис. 1). Анализ представленных на **рис. 4** результатов моделирования зависимости коэффициента усиления G от угла θ указывает на то, что для исследуемой конструкции центратора ($l = 10$ мкм, $D = 200$ мкм) оптимальные значения коэффициента G достигаются при $\theta = 45 - 60^\circ$.

Влияние материала ИМК на магнитные характеристики сенсорной системы

На следующем этапе проведено исследование влияния параметров ферромагнитных материалов (см. табл. 1) на коэффициент усиления магнитного потока G . На **рис. 5** представлены зависимости составляющей индукции магнитного поля B по краям ИМК от напряженности магнитного поля H для различных материалов [6]. Анализ зависимости указывает на то, что наибольшее значение коэффициента G обеспечивает супермендюр.

На **рис. 6** представлены зависимости коэффициента усиления магнитного потока G , приведенного к его значению при $B_0 = 1,0$ мТл, от

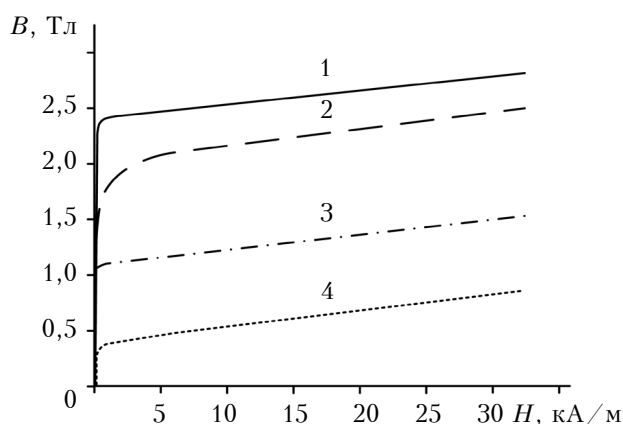


Рис. 5. Зависимость составляющей индукции магнитного поля B по краям ИМК от напряженности магнитного поля H для различных материалов:

1 – супермендюр; 2 – сталь 1117; 3 – пермаллой; 4 – феррит

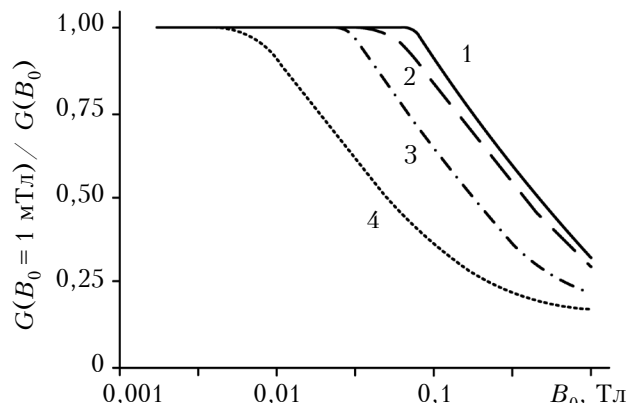


Рис. 6. Зависимость относительной величины коэффициента усиления от индукции внешнего магнитного поля B_0 для различных материалов:

1 – супермендюр; 2 – сталь 1117; 3 – пермаллой; 4 – феррит

индукции внешнего магнитного поля B_0 для различных материалов.

Результаты моделирования показали, что коэффициент усиления G постоянен только при небольших значениях внешнего магнитного поля B_0 . При этом максимальные значения B_0 , при которых центратор может выполнять его усиление, зависят от материала, они составили 120, 85, 55 и 10 мТл для супермендюра, стали 1117, пермаллоя и феррита соответственно. Дальнейшее увеличение внешнего магнитного поля B_0 приводит к уменьшению коэффициента усиления G , что соответствует состоянию насыщения центратора.

Трехмерный магниточувствительный сенсор

Датчик Холла фиксирует только одну составляющую магнитного поля, направленную перпендикулярно поверхности чипа. Трехмерный датчик магнитного поля [10] обеспечивает возможность одновременного измерения составляющих магнитного поля B_x, B_y, B_z по осям X, Y, Z (**рис. 7**), что дает целостное представление о магнитном поле.

Две плоские компоненты магнитного поля B_x и B_y измеряются путем вычитания холловских напряжений двух противоположных ДХ. Для третьего компонента перпендикулярного поля B_z используются ДХ, но их выходное напряжение добавляется как в обычном ДХ (без ИМК). Это дает напряжение V_z , пропорциональное компоненте перпендикулярного магнитного поля B_z . Затем три сигнала V_x, V_y и V_z подаются на системы их обработки.

На **рис. 8, а** представлены зависимости напряжения Холла от угла отклонения магнитного потока α (см. рис. 7) при индукции внешнего магнитного поля, параллельного поверхности сенсорного устройства, $B_0 = 100$ мТл. Здесь вид-

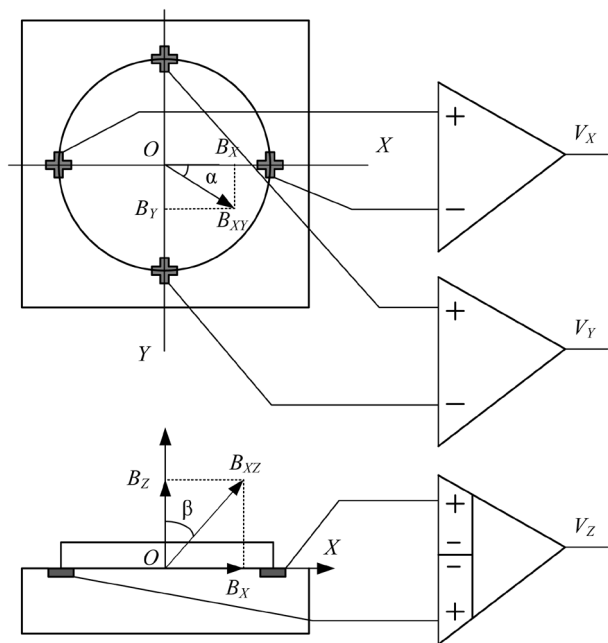


Рис. 7. Схема для вычисления трех составляющих магнитного поля B_x , B_y , B_z

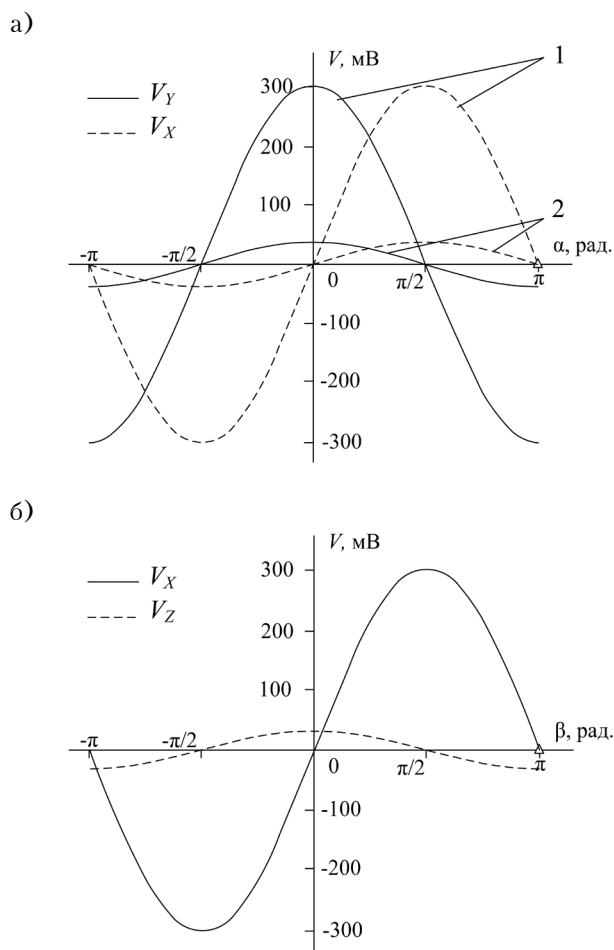


Рис. 8. Зависимость напряжения Холла V_x , V_y (а), V_x , V_z (б) от угла отклонения магнитного потока (на а кривые 1 — для системы с ИМК из супермендюр; 2 — для системы без ИМК)

но, что каждому углу α соответствует уникальный набор значений напряжений Холла V_x и V_y . На рисунке для сравнения приведены данные для систем с концентратором и без него.

На рис. 8, б представлены зависимости напряжения Холла от угла отклонения магнитного потока от нормали к поверхности ДХ β . Напряжение Холла достигает значений вплоть до 302,6 мВ для параллельного магнитного потока и 28,0 мВ для перпендикулярного. Следует отметить, что величина V_z не зависит от наличия ИМК, поскольку, как уже отмечалось выше, коэффициент усиления концентратора при перпендикулярном направлении магнитного поля равен 1.

Заключение

Проведенный анализ влияния геометрических размеров, величины краевого угла и используемого материала магнитного концентратора, интегрированного на поверхность кремниевой пластины, на характеристики трехмерного датчика магнитного поля показал, что включение в конструкцию датчика Холла концентратора из ферромагнитного материала может обеспечить значительное (до 10 раз) повышение коэффициента усиления магнитного потока, что позволяет применять исследуемые конструкции датчиков для детектирования слабых магнитных полей (от 0,01 мкТл до 2,0 мТл).

Показано, что выполненный из супермендюр магнитный концентратор дискообразной формы диаметром 200 мкм и толщиной 10 мкм с краевым углом 60° обеспечивает усиление магнитного потока величиной 120 мТл (максимально возможное значение, при котором концентратор может выполнять его усиление) с коэффициентом 10,81.

Результаты проведенного приборно-технологического моделирования свидетельствуют о перспективности применения предложенного магниточувствительного сенсора с интегрированным магнитным концентратором дискообразной формы в трехмерных датчиках слабых магнитных полей, обладающих магнитной чувствительностью по току до 3026 В/(А·Тл) вдоль поверхности датчика.

Сенсорные устройства предложенной конструкции существенно расширяют сферу применения датчиков Холла и могут эффективно использоваться в качестве элементной базы аппаратуры магнитно-резонансной терапии, а также приборов для геологических и геодезических исследований.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Бараночников М. Л. Микромагнитоэлектроника. Т. 1. – Москва: ДМК Пресс, 2001.
2. Буслов И., Бауткин В., Драпезо А., Ярмолович В. Датчики слабых магнитных полей на эффекте Холла // Современная электроника. – 2011. – № 1. – С. 12–17.
3. Palumbo V., Marchesi M., Chiesi V. et al. Hall current sensor IC with integrated Co-based alloy thin film magnetic concentrator // EDP Sciences. – 2013. – P. 16002-p1–16002-p4. – <https://doi.org/10.1051/epjconf/20134016002>
4. Popovic R. S., Drljaca P. M., Kejik P. CMOS magnetic sensors with integrated ferromagnetic parts // Sensors and Actuators. – 2006. – A. 129. – P. 94–99. – <https://doi.org/10.1016/j.sna.2005.11.048>
5. Прокошин В. И., Ярмолович В. А., Драпезо А. П. О разработке и применении концентраторов магнитного потока для устройств микромагнитоэлектроники // Вестник БГУ. – 2014. – Сер. 1. – № 2. – С. 39–43.
6. Ripka P., Janosek M. Advances in magnetic field sensors // Sensors. – 2010. – Vol. 10, N 6. – P. 1108–1116. – <https://doi.org/10.1109/JSEN.2010.2043429>
7. Dao Dinh Ha, Stempitsky V. R. Investigation of the Hall sensor characteristics with various geometry of the active area // Nano- i Mikrosistemnaya Tekhnika. – 2018. – Vol. 20, N 3. – P. 174–186. – <https://doi.org/10.17587/nmst.20.174-186>
8. <http://www.silvaco.com>
9. Meecker D. Magnetis Finite Element Method (femm). version 4.2 [Electronic resource]. Mode of access: <http://www.femm.info/wiki/HomePage> (Date of access: 12.01.2016).
10. Дао Динь Ха, Волчек В. С., Баранова М. С. и др. Интегральный трехмерный магнитометр на основе датчиков Холла, изготовленный по стандартной КМОП технологии // Доклады БГУИР. – 2016. – № 7 (101). – С. 167–171.

Дата поступления рукописи
в редакцию 16.04 2018 г.

В. Р. СТЕМПИЦЬКИЙ, ДАО ДИНЬ ХА

Республика Беларусь, м. Минск,
Белорусский державний университет інформатики і радіоелектроніки
E-mail: vstem@bsuir.by,
ha.dao.dinh@bsuir.by

ПРИЛАДОВО-ТЕХНОЛОГІЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ
МАГНІТОЧУТЛИВОГО СЕНСОРА З ІНТЕГРОВАНІМ
МАГНІТНИМ КОНЦЕНТРАТОРОМ

Представлено результати дослідження та оптимізації конструктивних і експлуатаційних характеристик на основі даних приладово-технологічного моделювання магніточутливого сенсора з інтегрованим магнітним концентратором (ІМК) дискподібної форми.

Висока магнітна проникність матеріалу ІМК забезпечує високе значення індукції магнітного поля по його краях, що призводить до значного посилення доданого зовнішнього поля. Тобто ІМК виконує роль магнітного підсилювача, а також впливає на відношення сигнал/шум і сигнал/зсув. При цьому, однак, магнітне посилення залежить не тільки від розмірів ІМК, а й від його форми.

Аналіз впливу геометричних розмірів, крайового кута і використовуваного матеріалу інтегрованого магнітного концентратора на характеристики тривимірного датчика магнітного поля показав, що включення в конструкцію датчика Холла концентратора з ферромагнітного матеріалу забезпечує значне (до 10 разів) підвищення коефіцієнта посилення магнітного потоку, що дозволяє застосовувати датчики досліджуваної конструкції для детектування слабких магнітних полів (від 0,01 мТл до 2 мТл).

Показано, що виконаний з супермендюра магнітний концентратор дискподібної форми діаметром 200 мкм і товщиною 10 мкм з крайовим кутом 60° забезпечує посилення магнітного потоку величиною 120 мТл (максимальне значення, при якому концентратор може виконувати посилення магнітного потоку) з коефіцієнтом 10,81.

Отримані результати свідчать про перспективність застосування запропонованого конструктивного рішення для виготовлення тривимірних датчиків слабких магнітних полів, що мають магнітну чутливість за струмом до 3026 В/(А·Тл) уздовж поверхні датчика. Розглянутий тип сенсорних пристроїв істотно розширює сферу застосування датчиків Холла і може ефективно використовуватися як елементна база для медичної апаратури, обладнання для магнітно-резонансної терапії, а також в приладах для геологічних і геодезичних досліджень.

Ключові слова: магніточутливий сенсор, інтегрований магнітний концентратор, датчик Холла, ферромагнітний матеріал.

DEVICE-TECHNOLOGICAL SIMULATION OF THE MAGNETOSENSITIVE
SENSOR WITH INTEGRATED MAGNETIC CONCENTRATOR

The paper presents results on research and optimization on the basis of device-technological modeling of the structural and operational characteristics of the magnetosensitive sensor with a disk-shaped integrated magnetic concentrator (IMC).

The high magnetic permeability of the IMC material provides a high value of the induction of the magnetic field along its edges, which leads to a significant enhancement of the applied external field. The IMC plays the role of a magnetic amplifier, and also affects the signal-to-noise and signal-to-bias ratios; the magnetic gain depends not only on the size of the IMC, but also on its shape.

This research is devoted to the development of a disc-shaped magnetic concentrator integrated into the Hall sensor. The concentrator has a high magnetic flux gain and can be used in 3D magnetic field recording systems.

Analysis of the geometric dimensions, deflection angle and the material of the integrated magnetic concentrator influence on the characteristics of a three-dimensional magnetic field sensor showed that the inclusion of a ferromagnetic concentrator in the Hall sensor design provides a significant (up to 10 times) increase in the magnetic flux gain. This makes it possible to use the investigated sensor designs to detect weak magnetic fields (from 0.01 μT to 2 mT).

It is shown that a supermindure integrated magnetic disc-shaped concentrator with a diameter of $D = 200 \mu\text{m}$, a thickness of $l = 10 \mu\text{m}$ and an angle of deflection of $\theta = 60^\circ$ provides a magnetic flux gain $G = 10.81$ with a maximum external magnetic field of $B_0 = 120 \text{ mT}$.

The obtained results indicate the prospects of using the proposed constructive solution for the practical manufacture of three-dimensional sensors of weak magnetic fields with a magnetic sensitivity up to 3026 V/(A·T) along the sensor surface. The type of sensor devices studied extends the scope of Hall sensors as an elemental base of medical equipment, equipment for magneto-resonant imaging (MRI), and also in instruments for geological and geodetic research.

Keywords: magnetosensitive sensor, integrated magnetic concentrator, Hall sensor, ferromagnetic material.

REFERENCES

1. Baranochnikov M. L. *Micromagneto-electronics. Vol. 1.* Moscow, DMK press, 2011, 544 p. (Rus)
2. Buslov I., Bautkin V., Drapezo A., Yarmolovich V. [Sensors of weak magnetic fields on the Hall effect]. *Sovremennaya elektronika*, 2011, no. 1, pp. 12-17. (Rus)
3. Palumbo V., Marchesi M., Chiesi V., Paci D., Iuliano P., Toia F., Casoli F., Ranzieri P., Albertini F., Morelli M. Hall current sensor IC with integrated co-based alloy thin film magnetic concentrator. *EDP Sciences*, 2013, pp. 16002-p1 – 16002-p4. <https://doi.org/10.1051/epj-conf/20134016002>
4. Popovic R. S., Drljaca P. M., Kejik P. CMOS magnetic sensors with integrated ferromagnetic parts. *Sensors and Actuators*, 2006, A. 129, pp. 94-99. <https://doi.org/10.1016/j.sna.2005.11.048>
5. Prokoshin V. I., Yarmolovich V. A., Drapezo A. P. [Development and application of magnetic flux concentrators for devices of micromagneto-electronics]. *Vestnik BGU*, 2014, vol. 1, no. 2, pp. 39-43. (Rus)
6. Ripka P., Janosek M. Advances in magnetic field sensors. *Sensors*, 2010, vol. 10, no. 6, pp. 1108-1116. <https://doi.org/10.1109/JSEN.2010.2043429>
7. Dao Dinh Ha, Stempitsky V. R. Investigation of the Hall sensor characteristics with various geometry of the active area. *Nano- i Mikrosistemnaya Tekhnika*, 2018, vol. 20, no. 3, pp. 174-186. <https://doi.org/10.17587/nmst.20.174-186>
8. <http://www.silvaco.com>
9. Meeker D. *Magnetics Finite Element Method (femm)*. Version 4.2 [Electronic resource]. Mode of access: <http://www.femm.info/wiki/HomePage> (Date of access: 12.01.2016).
10. Dao Dinh Ha, Volchek V., Baranova M., Lovshenko I., et al. [Three-dimensional magnetometer based on hall sensors integrated in standard CMOS technology]. *Doklady BSUIR*, 2016, no. 7 (101), pp. 167-171. (Rus)

Описание статьи для цитирования:

Стемпитский В. Р., Дао Динь Ха. Приборно-технологическое моделирование магниточувствительного сенсора с интегрированным магнитным концентратором. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2018, № 3, с. 15–21. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2018.3.15>

Cite the article as:

Stempitsky V. R., Dao Dinh Ha. Device-technological simulation of the magnetosensitive sensor with integrated magnetic concentrator. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoy Apparature*, 2018, no. 3, pp. 15-21. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2018.3.15>

К. т. н. Н. Ф. КАРУШКИН

Украина, г. Киев, НИИ «Орион»

E-mail: orion@ri-orion.kiev.ua

УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДНЫХ СТРУКТУР

Проведен анализ достигнутого уровня параметров и основных путей создания умножителей частоты, выполненных на основе полупроводниковых диодных структур, эффективных в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн. Рассмотрены диодные генераторы гармоник; умножители частоты, принцип действия которых основан на нелинейности зависимости их реактивных параметров от напряжения; умножители частоты высокой кратности на лавинно-пролетных диодах, действующих в режиме радиоимпульсного возбуждения колебаний в области высоких частот; умножители частоты на диодных гетероструктурах и квантовых сверхрешетках в терагерцевом диапазоне.

Ключевые слова: миллиметровый диапазон, варактор, диод Ганна, ISIS-диод, лавинно-пролетный диод, диод с барьером Шоттки, InP-диод, кратность умножения частоты, гетероструктуры, квантовые сверхрешетки, ТГц-излучение.

Расширение рабочего диапазона радиочастот в сторону их увеличения является важной и актуальной задачей для создания радиоэлектронной аппаратуры с высокими техническими характеристиками. Ее решение достигается путем создания источников сигналов сверхвысокой частоты (СВЧ) с применением новых принципов генерации и технологий, в связи с чем возрастает интерес к вопросам генерации сигналов в миллиметровом и терагерцевом диапазонах. Создание диодов Ганна, лавинно-пролетных диодов и резонансно-туннельных диодов позволило существенно продвинуться в коротковолновую часть СВЧ-диапазона, однако здесь практически невозможно добиться требуемого уровня параметров радиоэлектронной аппаратуры, используя полупроводниковые активные элементы.

Другим, более предпочтительным, путем создания источников мощности в коротковолновой части СВЧ-диапазона является разработка эффективных полупроводниковых умножителей частоты низкочастотных сигналов, формируемых при использовании уже разработанных источников с высокими энергетическими спектральными и диапазонными характеристиками [1–6]. С помощью полупроводниковых умножителей частоты осуществляется переход в заданный участок миллиметрового или терагерцевого диапазона, где уже реализуются энергетические характеристики аппаратуры, в значительной степени определяю-

щие ее потенциал и надежность. Кроме того, полупроводниковые умножители частоты являются важнейшими компонентами электронной техники при создании синтезаторов частоты, имеющих, как правило, меньший уровень шума по сравнению с автономными генераторами при отстройке частоты от несущей в ближней зоне на 0,3–2 кГц [7].

В настоящее время активно исследуются однокаскадные умножители частоты высокой кратности (более 10), поскольку они обеспечивают меньший уровень шумов, энергопотребление, габариты и массу, что особенно важно для применения их в работе бортовых систем.

В представленной работе проводится анализ основных путей создания и достигнутого уровня параметров умножителей частоты на полупроводниковых диодных структурах, а именно:

- умножителей, принцип действия которых основан на нелинейности зависимости их реактивных параметров от напряжения;
- умножителей высокой кратности на лавинно-пролетных диодах;
- умножителей на основе квантовых сверхрешеток;
- генераторов гармоник.

При этом также предложены направления совершенствования характеристик полупроводниковых структур с целью улучшения и оптимизации параметров приборов.

Умножители частоты на основе диодов с нелинейной емкостью

Основными полупроводниковыми элементами с нелинейной реактивностью являются варакторы — диоды с емкостью, управляемой напряжением. Известны также диоды с нелинейной реактивностью индуктивного характера — диоды на лавинно-пролетных полупроводниковых структурах.

К настоящему времени достаточно полно изучен процесс умножения частоты на нелинейной емкости, определены электрические параметры варактора, характеризующие его работу в режиме умножения, установлена связь электрических параметров варактора с выходными характеристиками устройства. Для качественной характеристики варактора обычно используют четыре параметра: пробивное напряжение $U_{пр}$, емкость перехода C при определенном отрицательном смещении, тепловое сопротивление R_T и максимальную рассеиваемую мощность $P_{рас}$. Степень приближения умножительного варакторного диода к идеальному, для которого возможно достижение максимального коэффициента преобразования, характеризуется качеством диода (его добротностью Q_B) и критической частотой

$$f_{кр} = \frac{1/C_{min} - 1/C_{max}}{2\pi R_B}, \quad (1)$$

где C_{min} — минимальная емкость варактора, определяемая как емкость при напряжении, равном напряжению пробоя $U_{пр}$;

C_{max} — максимальная емкость варактора, определяемая при положительном смещении;

R_B — сопротивление варактора, $R_B = R_s + R_k$;

R_s, R_k — сопротивление растекания и контактов соответственно.

Для оценки варактора как умножителя применяется предельная частота $f_{пр}$ и нормализованная мощность $P_{норм}$:

$$f_{пр} = \frac{1}{2\pi R_B C_{min}}; \quad (2)$$

$$P_{норм} = \frac{(U_{пр} + \phi)^2}{R_B}, \quad (3)$$

где ϕ — контактная разность потенциалов.

Предельная частота характеризует степень приближения варактора к идеальному конденсатору без учета потерь на рабочей частоте, а нормализованная мощность характеризует способность варактора выдерживать воздействие высоких уровней СВЧ-мощности. Чем больше нормализованная мощность диода, тем большая мощность основной частоты может быть преобразована в мощность выходной гармоники.

Создание эффективных умножителей частоты в миллиметровом диапазоне длины волны требует построения варакторов с критическими (предельными) частотами, превышающими входную частоту сигнала в десятки-сотни раз, т. е. $f_{кр} > 1000$ ГГц. При разработке умножителей применяются эпитаксиальные GaAs-диоды с минимальным контактным сопротивлением и минимальной емкостью. Высокая подвижность носителей в GaAs позволяет реализовать в варакторах малые значения омического сопротивления R_s . Нелинейность емкости варактора C_B определяется выражением

$$C_B(U) = C_0(U_0) \left(\frac{U_0 + \Phi_0}{U_0 - \Phi_0} \right)^\gamma, \quad (4)$$

где $U = U_0 + U(t)$;

U_0 — напряжение смещения;

Φ_0 — контактная разность потенциалов;

$U(t)$ — зависящая от времени периодическая составляющая напряжения на варакторе;

$C_0(U_0)$ — емкость варактора при напряжении смещения U_0 , $C_0(U_0) = C_0$.

В этом выражении показатель степени γ характеризует распределение примеси: для резких переходов $\gamma = 1/2$, для структур с минимальным распределением примеси $\gamma = 1/3$. Варакторные диоды, характеризующиеся различными значениями γ , находят применение в умножителях частоты миллиметрового диапазона. Диоды с резким переходом наиболее широко применяются для умножения частоты сравнительно слабых сигналов в два-три раза.

При использовании варакторов, работающих при любой величине γ ($1/2, 1/3$), увеличение номера гармоники N приводит к резкому уменьшению коэффициента передачи [8] (рис. 1).

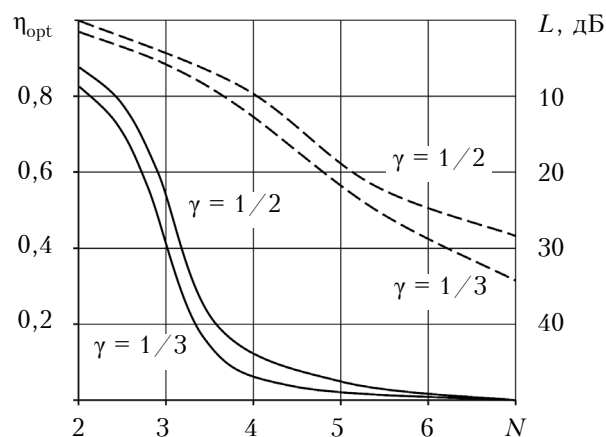


Рис. 1. Зависимость оптимального коэффициента передачи η_{opt} (сплошные линии) и потерь преобразования L (пунктир) от номера гармоники N для варакторов, работающих при $\gamma = 1/2$ и $\gamma = 1/3$

Заметное увеличение коэффициента передачи, особенно в умножителях с высоким номером гармоники, может быть достигнуто в режиме, когда на некоторой части периода входного сигнала напряжение на диоде заходит в положительную область и диод открывается, т. е. возникает небольшой прямой ток диода.

Необходимо отметить, что эффективность работы варактора в умножительном каскаде растет при увеличении степени нелинейности вольт-амперной характеристики (ВАХ) γ и добротности диода, а уровень преобразуемой мощности растет с увеличением пробивного напряжения варактора. Исследования, направленные на создание диодных структур с законом изменения емкости, отличным от $1/2$ или $1/3$, привели к созданию диодов со сверхрезким $p-n$ -переходом, в котором используется особый закон распределения примеси.

Для увеличения добротности варакторного диода необходимо свести к минимуму величину последовательного сопротивления R_B , которая определяется геометрическими размерами $p-n$ -перехода, удельным сопротивлением материала рабочей области и наличием сопротивления омических контактов. При этом, однако, снижение R_B за счет уменьшения толщины рабочей области и удельного сопротивления ее материала приводит к уменьшению $U_{пр}$ и, следовательно, к снижению уровня рабочей мощности.

Одним из перспективных направлений развития умножительных диодов с повышенным уровнем СВЧ-мощности остается разработка диодов с накоплением заряда и резким восстановлением обратного сопротивления. В отличие от обычного варактора, работающего на отрицательной ветви ВАХ, в таком диоде используется «заход» сигнала в положительную область. При этом если время жизни неосновных носителей, инжектированных в положительный полупериод, больше полупериода входного сигнала, они не успевают рекомбинировать и при отрицательной полуволне напряжения движутся в виде компактного сгустка в сторону $p-n$ -перехода. Вследствие этого в течение определенного времени сохраняется аномально высокая отрицательная проводимость, и затем происходит резкое восстановление обратного сопротивления.

Описанный режим работы создает существенно нелинейную временную зависимость тока через $p-n$ -переход, богатую гармониками. Насыщенность гармониками увеличивается при уменьшении времени восстановления, что достигается созданием специального распределения примеси в $p-n$ -переходе. Использование для умножения частоты диодов с резким восстановлением обратного сопротивления приводит

к значительному увеличению уровня рабочей СВЧ-мощности и повышению кратности умножения. Диоды, предназначенные для работы с повышенным уровнем СВЧ-мощности, имеют специальный характер распределения удельного сопротивления в переходе, не такой, как в диодах с резким и плавным переходом, а именно: в большей части кристалла удельное сопротивление составляет менее $0,01 \text{ Ом}\cdot\text{см}$, а вблизи обедненного слоя оно достигает $100 \text{ Ом}\cdot\text{см}$. Такая структура дает возможность сочетать большое пробивное напряжение (до 300 В) с высоким значением добротности. В диодах такого типа выходная мощность является почти линейной функцией входной мощности. Изменяя смещение на умножителе в соответствии с уровнем приложенного сигнала, можно с достаточной точностью поддерживать на постоянном уровне процентное содержание гармоник в кривых тока, генерируемого благодаря эффекту накопления заряда. Кроме того, из-за слабой зависимости емкости перехода от напряжения смещения ($\gamma = 1/5$) расстройка контура при изменении напряжения сигнала сводится почти к минимуму.

Диоды с накоплением заряда (ДНЗ) обладают высокой степенью нелинейности, что позволяет осуществить генерацию гармоник высокого порядка в одном каскаде, не используя при этом специальных устройств для замыкания токов холостых частот.

К сожалению, пока еще не установлена теоретическая связь между электрическими параметрами ДНЗ и выходными параметрами умножителя частоты на высоком уровне мощности СВЧ. Кроме того, известная система параметров емкостного умножительного диода ($U_{пр}$, C_B , $f_{пр}$, $P_{рас}$, R_T , R_B) не может быть достаточной, поскольку активный элемент работает с эффектом накопления заряда. Увеличение выходной мощности варакторного умножителя частоты можно достигнуть последовательным соединением нескольких (M) диодов в единой конструкции, где каждый из M диодов собран на индивидуальной подложке (рис. 2).

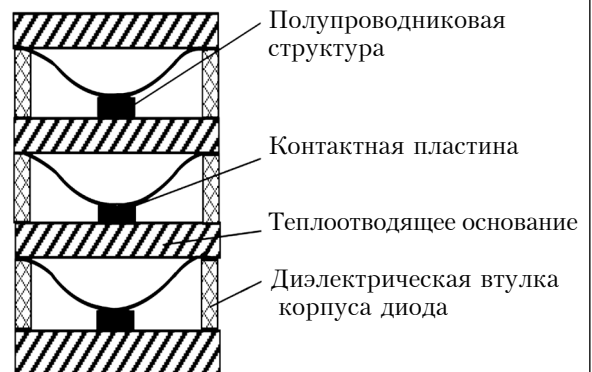


Рис. 2. Составной варакторный умножитель [9]

Недостатком такой конструкции является увеличение последовательного сопротивления и соответствующее уменьшение критической частоты при увеличении числа диодов. Создание составных варакторов в соответствии с рис. 2 увеличивает напряжение пробоя примерно в M раз, но затрудняет их применение в коротковолновой части миллиметрового диапазона. Проблему создания высоковольтных мощных варакторов миллиметрового диапазона решает применение ISIS-диодов (integrated series IMPAT structures) [10]. Структура таких диодов многослойная, состоящая из тонких слоев p - и n -проводимости, выращенных эпитаксиально на низкоомной подложке.

На рис. 3 представлена зависимость предельной частоты $f_{пр}$ от напряжения U для ISIS-диода с минимальной емкостью каждого перехода $C_{min} = 0,2$ пФ для различного количества слоев M . Здесь видно, что одновременно с увеличением критической частоты увеличивается напряжение пробоя.

Для того чтобы определить, можно ли использовать ISIS-диод в качестве источника большой мощности СВЧ на выходной частоте умножителя, необходимо знать его тепловое сопротивление. Его величина определяется как

$$R_{m \max} = \frac{l_i}{S_{pn} \lambda_{ti}} \frac{1+M}{2M} + \frac{1}{4\lambda_{то} r_{pn}}, \quad (5)$$

где $\lambda_{то}$ — коэффициент теплопроводности материала теплоотводящего основания диода;

λ_{ti} — коэффициент теплопроводности i -й структуры, зависящий от температуры полупроводника;

S_{pn} — площадь $p-n$ -перехода;

l_i — толщина i -го слоя структуры;

r_{pn} — радиус полупроводниковых структур.

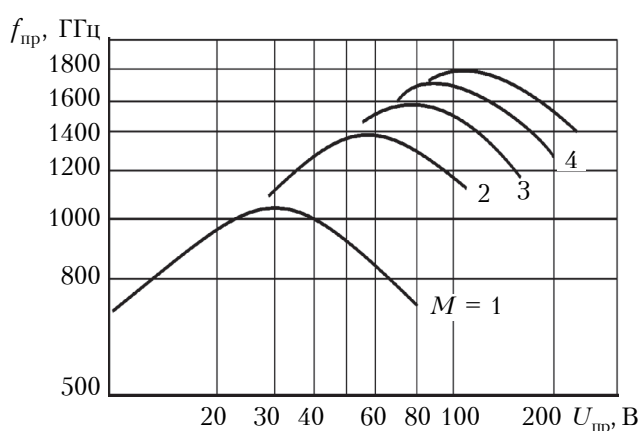


Рис. 3. Зависимость предельной частоты $f_{пр}$ от пробивного напряжения $U_{пр}$ для ISIS-диода при различном количестве слоев M с минимальной емкостью каждого перехода $C_{min} = 0,2$ пФ

На рис. 4 приведены зависимости выходной мощности ISIS-диода в непрерывном режиме от количества слоев, рассчитанные для фиксированной емкости перехода на каждой частоте, пропорциональной f^{-1} . Для каждой частоты здесь указаны значения эффективности преобразования η диода.

В [12] приведены результаты создания умножителей частоты на основе двух- и трехслойных структур. Преобразование от 47 до 94 ГГц производилось удвоителем частоты с двухслойным ISIS-диодом. Применялись GaAs-диоды с резким переходом, установленные в кварцевые корпуса емкостью 0,1 пФ. Индуктивность монтажной площадки в корпусе составляет 0,12 нГн, напряжение пробоя двух- и трехслойных ISIS-диодов — соответственно, 50 и 100 В. Высокочастотная цепь для удвоителя частоты выполнена с использованием входного и выходного волноводов, связанных коаксиальной линией, содержащей полосовой фильтр низких частот. Схема построения умножителя с коэффициентом умножения n приведена на рис. 5.

Высота входного 1 и выходного 2 волноводов при сочленении с коаксиальной линией 3 уменьшена в два раза по сравнению со стандартными размерами. В каждом из волноводов установлены скользящие поршни 4, 5 для согласования импеданса. Коаксиальная линия содержит фильтр низких частот 6 в цепи постоянного напряжения смещения, подводимого к диоду при помощи центрального проводника коаксиальной линии. В линию 3 включен также полосовой фильтр, пропускающий к диоду частоты входного сигнала и не пропускающий частоты гармоник. Включение в высокочастотную цепь ISIS-диода 8 производится при помощи фильтра и трансформатора импедансов 7, 9 в коаксиаль-

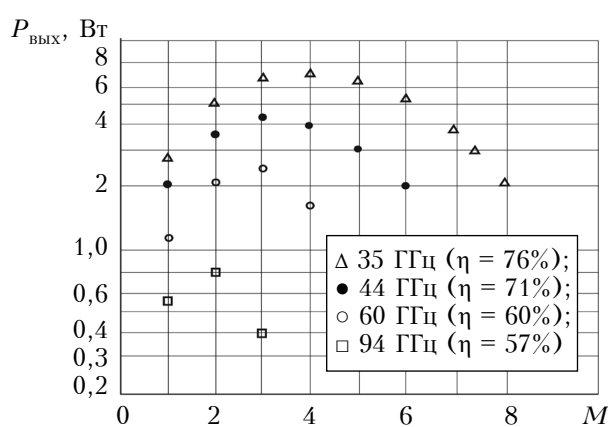


Рис. 4. Расчетные зависимости выходной мощности ISIS-диода в непрерывном режиме от количества $p-n$ -переходов для различных значений частоты при температуре полупроводниковой структуры 140°C [11]

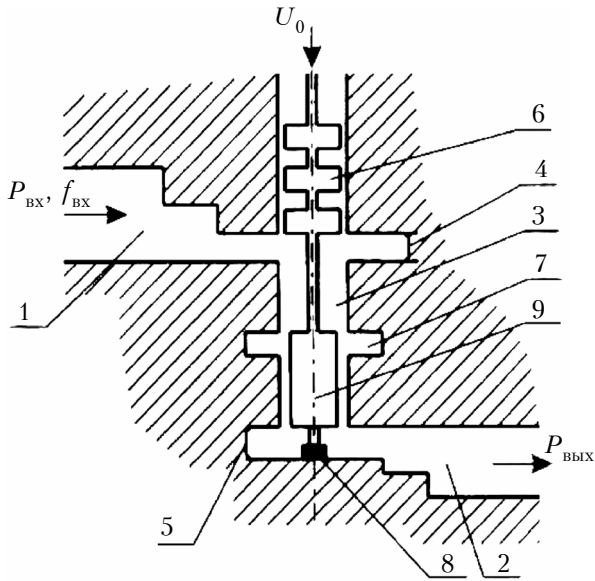


Рис. 5. Схема волноводно-коаксиальной конструкции умножителя частоты с двухслойным ISIS-диодом [12]

ной линии. Выходная мощность удвоителя частоты 47–94 ГГц составляет 22 дБм при входной мощности 29 дБм. В импульсном режиме работы выходная мощность удвоителя свыше 29 дБм достигается в диапазоне частот 93–95 ГГц при длительности импульса 2,5 мкс и скважности 20. Внутримпульсные изменения фазы импульсного выходного сигнала не превышают 3° при длительности импульса 15 мкс.

Значительный интерес представляет разработка умножителей в монолитном и гибридно-интегральном исполнении с использованием трехслойного ISIS-диода [13]. Схема высокочастотной цепи такого умножителя приведена на рис. 6. В нее включены микрополосковые линии входа 1 и выхода 2, согласующие отрезки линий 3, 4, 5 на входе и выходе, а также холостые отрезки радиальных линий 6, обеспечивающие оптимальную величину импедансов, приведенных к ISIS-диоду 7. В качестве ISIS-диода применена структура на основе GaAs, состоящая из трех варакторов с *p-n*-переходами, выпол-

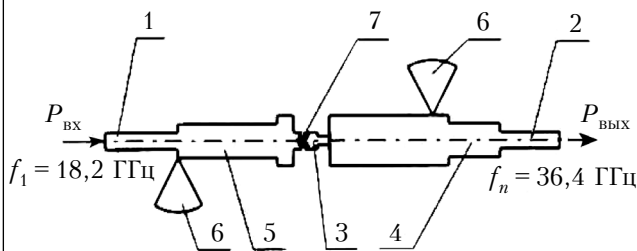


Рис. 6. Схема удвоителя частоты волн 8-мм диапазона в монолитном или гибридно-интегральном исполнении с ISIS-диодом [13]

ненными в едином процессе многослойной эпитаксии. Размер схемы – 4×8 мм. Данный удвоитель частоты в гибридно-интегральном исполнении обеспечивал следующие параметры: входная частота 22 ГГц, выходная частота 44 ГГц, эффективность преобразования $\eta = 50\%$, выходная мощность в непрерывном режиме 4,4 Вт.

Умножители частоты большой мощности позволяют создавать многодиапазонные передающие устройства для РЛС при минимальных габаритах и стоимости конструкции.

На рис. 7 представлены конструкция и схема умножителя частоты импульсного действия большой мощности (единицы кВт и десятки сотни Вт) входного и выходного сигналов для РЛС, работающей в сантиметровом и миллиметровом диапазонах. Умножитель включает в себя входной и выходной волноводы 1 прямоугольного сечения, связанные друг с другом штырем связи 3, в разрыве которого установлены полупроводниковые умножительные диоды 4. Во входном волноводе установлен режекторный фильтр 2, пропускающий частоты входного сигнала и отражающий рабочие частоты выходного сигнала. Напряжение смещения U подается через вывод 5, настройка умножителя производится короткозамыкающим поршнем в выходном волноводе 6.

Штырь связи, проходящий через широкую стенку выходного волновода перпендикулярно к ней, является одновременно продолжением внутреннего проводника плеча Т-образной

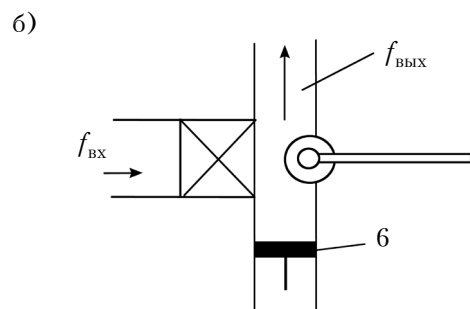
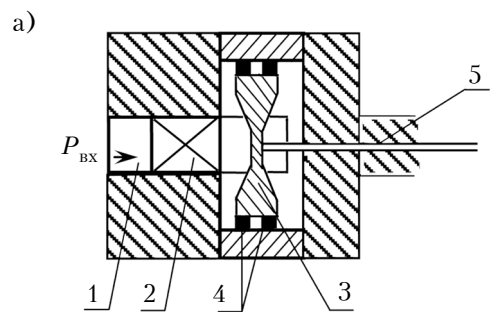


Рис. 7. Конструкция (а) и схема (б) импульсного умножителя частоты [14]

коаксиальной системы, где два других симметричных плеча выполнены в виде неоднородных линий с коническими внутренними проводниками. Между большими по диаметру торцами внутренних проводников неоднородных коаксиальных линий с увеличивающимся диаметром внутренних проводников и короткозамыкающими стенками тепловода установлены параллельно включенные умножительные диоды. Умножительные диоды устанавливаются в область торцов Т-образной коаксиальной системы, где по сравнению с системами другой формы величина волнового сопротивления $W_{ок}$ снижена благодаря тому, что в ней диаметр d_2 внутреннего проводника увеличен и приближается к диаметру d_1 наружного цилиндрического проводника коаксиала. Это позволяет обеспечить значительное уменьшение напряжения сигнала на умножительных диодах. При уровне СВЧ-мощности входного сигнала P_1 в каждом симметричном плече Т-образной коаксиальной системы амплитуда СВЧ-напряжения определяется выражением

$$U_m = \sqrt{120P_1 \ln \frac{d_1}{d_2}}. \quad (6)$$

Например, при $d_1 / d_2 < 1,18$ волновое сопротивление $W_{ок} \leq 10$ Ом, тогда при $P_1 \leq 1$ кВт получим величину напряжения $U_m \leq 140$ В.

Умножительные диоды, рассчитанные на работу с такими амплитудами СВЧ-сигнала, реализуются при создании многопереходных ISIS-структур. Они удовлетворяют требованиям, связанным с обеспечением нормального теплового режима при уровне непрерывной мощности до 10 Вт.

Число включаемых диодов M определяется требованием обеспечения необходимого теплоотвода с диодов и минимизации последовательно включенного в СВЧ-цепь паразитного омического сопротивления растекания. В режимах работы импульсного умножителя частоты с длительностью импульса τ_n , превышающей время поперечной тепловой релаксации $\tau_{пр} = D^2 / (4\alpha_t)$, где α_t — коэффициент теплопроводности, увеличение числа параллельно включенных диодов уменьшает тепловое сопротивление в $M^{1/2}$ раз. Анализ показывает, что паразитное омическое сопротивление системы, состоящей из M параллельно включенных диодов, может быть определено выражением

$$R_{sM} = \frac{\rho_s h_s}{d_s \pi D \sqrt{M}} + \frac{R_m}{M} + \frac{\sqrt{2}\rho_s}{4\pi d_s M} \operatorname{Real} \left(\operatorname{th} \frac{h_s}{\rho_s} (1 + j) \right), \quad (7)$$

где ρ_s — удельное сопротивление подложки полупроводниковой структуры;

h_s — толщина подложки;

D — диаметр $p-n$ -перехода одной структуры;

d_s — глубина скинслоя в материале подложки;

R_m — контактное сопротивление структуры.

Увеличение числа параллельно включаемых умножительных диодов приводит к существенно уменьшению омического сопротивления R_{sM} , что увеличивает их критическую частоту и КПД. В различных вариантах умножителя, представленного на рис. 7, возможно применение двухдрейфовых кремниевых $p^+ - p - n - n^+$ -диодов с длиной пролета носителей в p - и n -областях $l_p = l_n = 2$ мкм и концентрацией $N_p = N_n = (1 - 3) \cdot 10^{16}$ см⁻³. Данная структура диода оптимизирована для умножения входного сигнала в сантиметровом диапазоне и получения выходного сигнала в 8-мм диапазоне длины волны. Умножительные диоды работают в режиме отсечки, когда СВЧ-напряжение заходит в область положительной ветви вольт-амперной характеристики диода.

Анализ показывает, что в суммарной цепи присутствуют только четные гармоники тока, и поэтому конструкция умножителя может работать как удвоитель или учетверитель частоты входного сигнала.

Умножители частоты высокой кратности

Один из путей создания умножителей частоты высокой кратности основан на применении свойств лавинно-пролетного диода (ЛПД) в режиме эффективного преобразования частоты высокостабильного низкочастотного сигнала. Известно [15], что этот режим обеспечивает уровень мощности выходного сигнала на N -й гармонике $P_{вых} \sim 1/n$, что существенно превосходит достижимые характеристики умножителей на диодах с накоплением заряда, для которых $P_{вых} \sim 1/n^2$ [16].

Теоретическое исследование характеристик умножителя частоты на лавинно-пролетном диоде основано на схеме включения диода в СВЧ-цепь генератора и подведении к ЛПД напряжения $U(t) = U_0 + U_m \sin \omega t$. В результате действия опорного напряжения с частотой ω при достаточно большой амплитуде U_m в высокочастотной цепи на временных интервалах τ_n проходят импульсы с высокой частотой ω_0 , лежащей в рабочей полосе частот генератора. При определенных условиях происходит фазовая синхронизация высокочастотных колебаний N -й гармоники опорного сигнала, и в результате возникает последовательность когерентных СВЧ-сигналов с частотой $\omega_0 = n\omega$.

Механизм преобразования частоты высокой кратности с применением ЛПД в настоящее время полностью не раскрыт и в разных работах трактуется неоднозначно. В одних полагается, что значительная нелинейность лавинного процесса в ЛПД играет первостепенную роль в достижении высокой эффективности умножения частоты, и при этом анализируются методы обострения импульсов тока через диод с целью увеличения содержания гармоник. В других работах, например [17–19], показано, что высокая эффективность активного умножения частоты на ЛПД определяется в основном механизмом возбуждения колебаний в пределах длительности тока через диод и фазовой синхронизацией этих СВЧ-колебаний гармониками периодической последовательности импульсов тока. Механизм активного умножения частоты в электронных приборах известен и описан в [20, с. 120–127].

Более точное представление о работе ЛПД в режиме умножения частоты дает его исследование в самосогласованном режиме. В нашем случае такие исследования проводились в предположении, что на ЛПД подается напряжение смещения и заданное напряжение низкой частоты, а нагрузкой ЛПД является параллельный контур, настроенный на высокую частоту [21].

Эквивалентная схема умножителя частоты на ЛПД представлена на **рис. 8** в упрощенном виде, в ней не учитывается ряд особенностей, связанных с управлением током ЛПД. Совместное решение уравнений, описывающих процессы в ЛПД и в контуре, позволяет исследовать характер высокочастотных колебаний в нагрузке контура (амплитуду колебаний, ее зависимость от времени, частоту колебаний, возможность самовозбуждения). В нашем случае параметры контура подбирались таким образом, чтобы частота

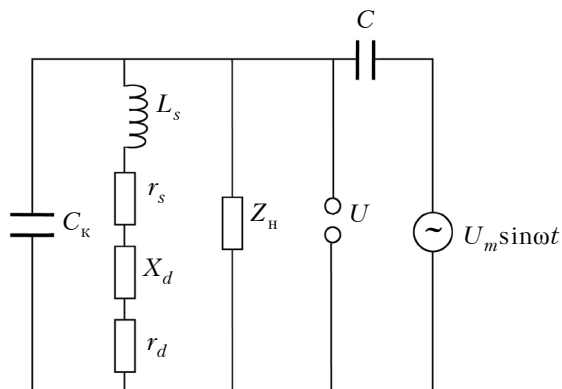


Рис. 8. Упрощенная эквивалентная схема умножителя на ЛПД:

C_k — емкость корпуса; r_s — сопротивление растекания; L_s — индуктивность контактов; r_d — отрицательное сопротивление ЛПД; X_d — реактивное сопротивление диодной структуры ЛПД; Z_n — сопротивление нагрузки

та генерации в режиме самовозбуждения была выше частоты низкочастотного сигнала на заданную величину.

Важным является вопрос, определяется ли частота и фаза ВЧ-колебаний только частотой и фазой низкочастотного сигнала, который предполагается высокостабильным, либо они зависят от других факторов. Как показано в [19], если фаза ВЧ-колебаний в момент появления нового импульса колебаний постоянна относительно фазы низкочастотного напряжения, то спектр колебаний не будет зависеть от частоты контура (которая может быть нестабильной), а определяется только частотой низкочастотного сигнала, что и требуется для эффективной синхронизации. Как правило, в режиме самовозбуждения генератора на ЛПД синхронизация наблюдается только в очень узкой полосе. В режиме усиления на отрицательном сопротивлении ЛПД синхронизация наблюдается в достаточно широком интервале изменений низкой частоты.

Следует отметить, что, несмотря на потенциальные возможности работы ЛПД на очень высоких частотах, существует целый ряд явлений, ограничивающих работу ЛПД в этом диапазоне частот. Одно из основных — поведение последовательного сопротивления растекания подложки и сопротивления контактов. С увеличением частоты удельное отрицательное сопротивление активного слоя ЛПД падает, и частота, на которой сопротивление растекания становится равным отрицательному сопротивлению, является предельной для данного диода.

Особое внимание при разработке генераторов и умножителей в коротковолновой части миллиметрового диапазона следует обращать на тепловые режимы работы диода, поскольку перегрев $p-n$ -перехода может не позволить реализовать необходимое для данного диапазона значение плотности тока. Важной причиной, ограничивающей выходную мощность ЛПД на высоких частотах, является трудность согласования очень малого импеданса диода с импедансом внешней электродинамической СВЧ-системы.

Анализ импедансных амплитудно-частотных характеристик ЛПД показывает, что при значениях амплитуды сигнала, соответствующих максимальной электронной мощности, и оптимальном диаметре $p-n$ -перехода модуль отрицательного сопротивления полупроводниковой структуры не превышает 1,0–1,5 Ом. В связи с этим, при непосредственном включении ЛПД в высокочастотную цепь с нагрузкой, равной волновому сопротивлению линии передачи, необходимо обеспечить высокий коэффициент трансформации активной составляющей импеданса нагрузки. Обеспечение высокого коэффициента транс-

формации импеданса диода при его включении в цепь СВЧ является основной особенностью создания высокочастотных систем генераторно-преобразовательных и усилительных устройств на ЛПД с минимальными энергетическими потерями. При выполнении такого трансформатора с минимальными собственными потерями и коэффициентом трансформации импедансов в высокочастотную цепь включают трансформированные отрицательные сопротивления диода, которые по модулю превышают сопротивление потерь в цепи включения диода. В нашем случае целесообразно рассматривать диэлектрический корпус диода в качестве трансформатора импеданса.

На рис. 9 представлены зависимости СВЧ-мощности в нагрузке контура, отнесенной к единице площади кристалла, от фазы низкочастотного сигнала. Здесь видно, что резкого снижения выходной мощности $P_{\text{вых}}$ при изменении номера гармоники умножителя не наблюдается, как это могло бы следовать из простого спектрального разложения формы тока. Таким образом, анализ зависимости выходной мощности от режима работы и параметров внешней электродинамической системы позволяет сделать вывод, что радиоимпульсное умножение происходит одновременно с усилением сигнала ВЧ гармонической составляющей.

Увеличение добротности ВЧ-контура приводит к резкому падению максимального значения выходной СВЧ-мощности, поскольку колебания в контуре нарастают медленнее. Кроме того, при увеличении добротности срыв режима синхронизации (т. е. граница области, где фаза ВЧ-колебаний привязана к периоду НЧ-колебаний)

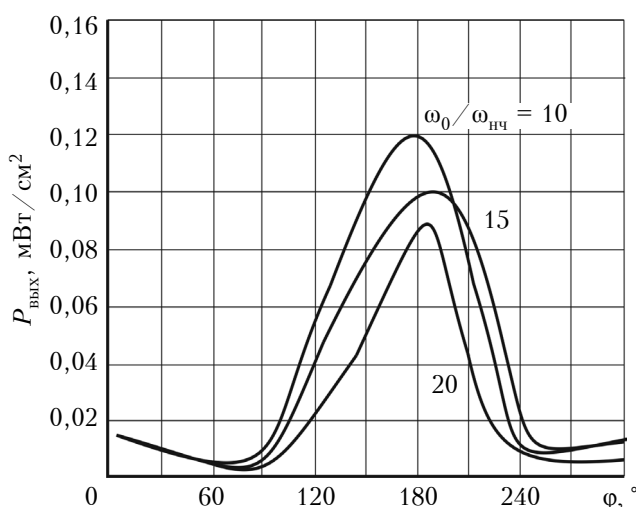


Рис. 9. Зависимость выходной мощности $P_{\text{вых}}$ в нагрузке ВЧ-контура от фазы φ напряжения НЧ-сигнала при различных значениях его частоты

наблюдается при меньших значениях плотности тока. Таким образом, для обеспечения оптимальной работы ЛПД в режиме умножения добротность ВЧ-контура должна быть минимальной.

Для получения оптимальных характеристик умножителя необходимо оптимизировать профиль легирования структуры диода, что позволяет уменьшить сопротивление области пролета в случаях, когда напряжение на диоде меньше напряжения пробоя, и отдалить область лавинного резонанса от рабочей области частот. Колебания нарастают, когда ток питания $I_0(t)$ превышает пусковой ток $I_{\text{п}}$. Если в цепь питания ввести внешний гармонический сигнал с частотой ω на определенных временных интервалах при условии $I_0 > I_{\text{п}}$, суммарное сопротивление контура R_{Σ} будет отрицательным ($R_{\Sigma} = -r_d + r_s$), т. е. возникнут условия для нарастания колебаний в высокочастотной цепи с частотой выходного сигнала $n\omega$, близкой к собственной частоте ω_0 .

Проведенный анализ работы активного умножителя частоты на ЛПД высокой кратности позволяет сделать следующие выводы:

- эффективное умножение частоты достигается при реализации резонанса высокочастотной цепи ЛПД. При этом необходимо обеспечить условие резонанса $X_d \ll 1/(\omega_0 C_k)$ и вывести область лавинного резонанса из рабочей полосы частот. Последнее можно достичь формированием профиля легирования структуры, близкой к структуре $p-i-n$ -диода;
- параметры высокочастотной цепи целесообразно выбирать такими, при которых ее добротность будет минимальной и будет выполняться условие резонанса вблизи рабочей частоты ω_0 ;
- принципиально важным условием нормальной работы умножителя является обеспечение эффективного теплоотвода от диода.

На рис. 10 приведена схема конструкции умножителя частоты высокой кратности на ЛПД миллиметрового диапазона. Изменяя длину короткозамкнутого шельфа коаксиальной линии 3 мож-

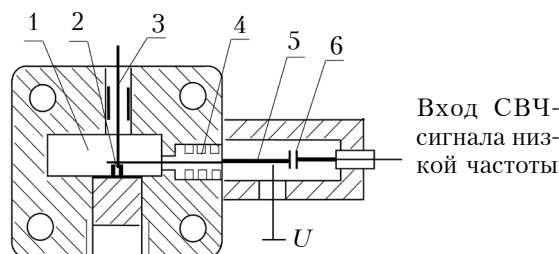


Рис. 10. Конструкция умножителя высокой кратности на ЛПД:

- 1 – волновое окно; 2 – ЛПД; 3 – коаксиальная линия; 4 – фильтр низкой частоты радиального типа; 5 – полосковая линия; 6 – емкость

но добиться последовательного резонанса, способного расширить рабочую полосу умножителя.

На рис. 11 показана конструкция умножителя частоты на ЛПД, применяемая в коротковолновой части миллиметрового диапазона, где коаксиальная линия, пересекающая волновод на узкой стенке волновода, нагружена на переменную емкость. Средняя длина кольца, образованного внутренней цилиндрической поверхностью и поверхностью внутреннего проводника, составляет $L_{\text{ср}} = n/\lambda$.

Активные умножительные модули на лавинно-пролетных диодах непрерывного и импульсного действия разработаны в НИИ «Орион» (г. Киев, Украина) для использования как в аппаратуре общего применения, так и в бортовой аппаратуре в диапазоне частот 80–150 ГГц. Умножительные модули используются в составе когерентных приемо-передатчиков W -диапазона, а также в аппаратуре цифровых радиорелейных станций. Функциональный однокаскадный активный умножительный модуль преобразует частоту сигнала сантиметрового диапазона (5–15 ГГц) в частоту миллиметрового диапазона (80–150 ГГц) с высокой эффективностью (потери преобразования соответствуют закономерности n^{-1}) без деградации фазы входного сигнала. Уровень вносимого фазового шума определяется соотношением $20 \lg n$. Конструктивно умножитель состоит из волноводной умножительной камеры,

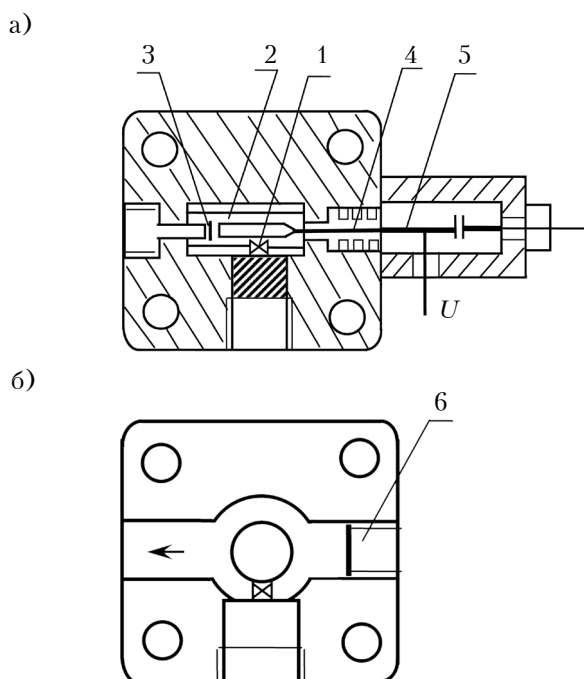


Рис. 11. Конструкция (а) и схема (б) умножителя высокой кратности на ЛПД:

1 – ЛПД; 2 – окно выходного волновода; 3 – настроечный винт; 4 – фильтр радиального типа; 5 – полосковая линия; 6 – короткозамыкающий поршень

транзисторного усилителя входного сигнала сантиметрового диапазона, волноводного вентиля, волноводного полосково-пропускающего фильтра и драйвера [22; 23, с. 201–222].

Умножители частоты на диодных гетероструктурах и квантовых сверхрешетках терагерцевого диапазона

В последнее три десятилетия обширным полем деятельности для разработчиков электронных компонентов стало освоение ТГц-области спектра электромагнитного излучения, лежащего между высокочастотным радиодиапазоном и дальним инфракрасным. Громадный интерес к этой области спектра обусловлен тем, что существует масса предложений по специальным, научным и коммерческим применениям этого излучения. В то же время, регистрация спектров поглощения газов и исследуемых сред требует наличия источников излучения, имеющих стабильность частоты 10^{-8} – 10^{-9} и перестраиваемых по диапазону [24, 25].

Традиционные методы создания таких источников, работающих в микроволновой части спектра, малоприемлемы, поскольку для увеличения частоты генерации требуется обеспечить как можно более короткое время жизни носителей в активной области. С другой стороны, оптические методы полупроводниковой электроники неприемлемы, поскольку используют межзонные переходы полупроводниковых материалов, энергия которых на порядок больше энергии кванта ТГц-излучения.

Мощными источниками терагерцевого излучения, основанными на переносе носителей заряда, являются синхротроны и лазеры на свободных носителях, однако дороговизна и габариты препятствуют их использованию даже для сугубо научных применений.

Относительно простой и эффективный путь получения излучения со стабильной частотой состоит в умножении частоты опорного источника. Основные успехи в повышении выходной мощности умножителей на сверхвысоких частотах связаны с применением диодов Шоттки планарной геометрии при использовании нескольких диодов, включенных по балансной схеме [26]. Твердотельные источники излучения на базе таких умножителей демонстрируют на частоте около 900 ГГц выходную мощность в непрерывном режиме на уровне 0,5–0,6 мВт [27].

В качестве альтернативного активного элемента для СВЧ-умножителя были предложены гетеробарьерные варакторные (ГБВ) диоды [28]. В таких диодах тонкий нелегированный слой более широкозонного материала (например, AlAs или AlGaAs), расположенный между двумя легиро-

ванными слоями узкозонного материала n -типа (например, GaAs), создает потенциальный барьер для электронов в зоне проводимости. При приложении внешнего напряжения с одной стороны широкозонного барьера происходит накопление электронов, а с другой формируется обедненная область, ширина которой увеличивается по мере роста напряжения, что обуславливает соответствующее уменьшение барьерной емкости. Нелинейное изменение комплексного сопротивления ГБВ-диодов используется для реализации умножения частоты. При этом симметричная форма вольт-фарадной характеристики позволяет реализовать генерацию только нечетных гармоник. Для улучшения теплоотвода используется монтаж кристалла ГБВ-диода на поверхность кремниевой подложки [29].

В [28] утроитель частоты с использованием ГБВ-диода имеет выходную мощность 185 мВт на частоте 107 ГГц в рабочей полосе 15% при коэффициенте преобразования 23%. ГБВ-диод выполнен с использованием выращенных на подложках InP гетероструктур InAlAs/InGaAs/AlAs с несколькими последовательно расположенными барьерными слоями.

В [30–32] описывается технология изготовления структур InGaAs/InAlAsAlAs для гетеробарьерных варакторов с толщиной AlAs-вставок 2 нм. Предварительные испытания умножителя частоты на варакторе такого типа при кратности 3 на частоте 94 ГГц показали, что в импульсном режиме $P_{\text{вых}} = 220$ мВт при уровне входной мощности $P_{\text{вх}} = 1$ Вт, в непрерывном режиме $P_{\text{вых}} = 80$ мВт при $P_{\text{вх}} \approx 500$ мВт.

На рис. 12 приведена экспериментальная вольт-фарадная характеристика типовых ГБВ-диодов.

В настоящее время интерес к частотному диапазону 0,3–10 ТГц возрос в связи с новыми возможностями для проведения исследований в об-

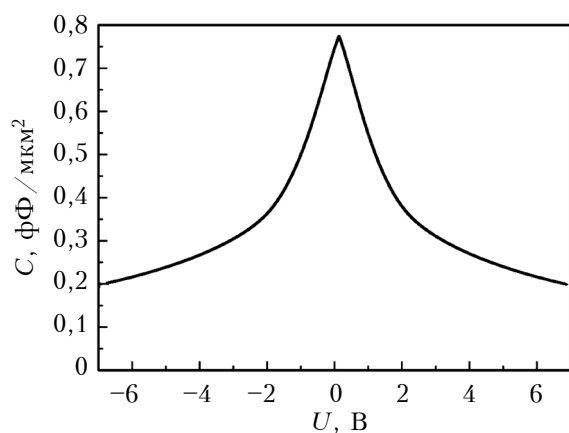


Рис. 12. Вольт-фарадная характеристика тестовых ГБВ-диодов, изготовленных на основе гетероструктур InGaAs/InAlAsAlAs с толщиной AlAs-вставок 2 мкм [31, 32]

ласти спектроскопии и радиоастрономии. С разработкой сверхпроводящих болометров появились условия для создания приемников с предельно низкими шумовыми характеристиками, близкими к квантовому пределу [24].

Для создания гетеродинов для таких приемных устройств терагерцевого диапазона частот перспективными являются умножители частоты с использованием квантовых полупроводниковых сверхрешеток [33–36]. В [35] показана возможность их применения для целей спектроскопии высокого разрешения. Сверхрешетка представляет собой периодическую полупроводниковую структуру, состоящую из тонких слоев двух полупроводников, повторяющихся в одном направлении. Период по толщине выбирается меньше длины свободного пробега электронов, но больше постоянной кристаллической решетки. Возникающий в результате периодический потенциал изменяет зонную структуру исходных полупроводников таким образом, что зона проводимости разбивается на совокупность энергетических мини-зон. Нелинейность тока сверхрешеток обусловлена брегговским отражением электронов проводимости и процессами релаксации электронов в мини-зоне.

Существуют хорошие перспективы использования сверхрешеток в умножителях частоты с высокой кратностью гармоник в качестве источника ТГц-излучения. В [36] проведено экспериментальное исследование умножителей частоты на основе полупроводниковых сверхрешеток в ТГц-диапазоне. Структура сверхрешетки состоит из 18 периодов, что соответствует длине 112 нм. Каждый период включает 18 монослоев GaAs и 4 монослоя AlGaAs. Структуры выращивались методом молекулярно-лучевой эпитаксии в установке Riber 32P на полуизолирующей подложке GaAs. Вольт-амперная характеристика диодов на основе сверхрешеток имеет участок с отрицательной дифференциальной проводимостью, сохраняющейся в терагерцевом диапазоне частот (рис. 13), что указывает на перспективность та-

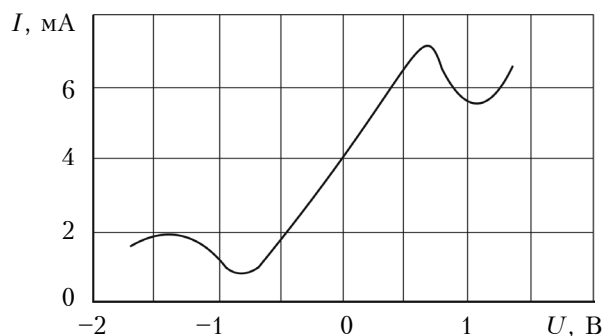


Рис. 13. Типичная зависимость тока диодов на основе полупроводниковых сверхрешеток от приложенного напряжения

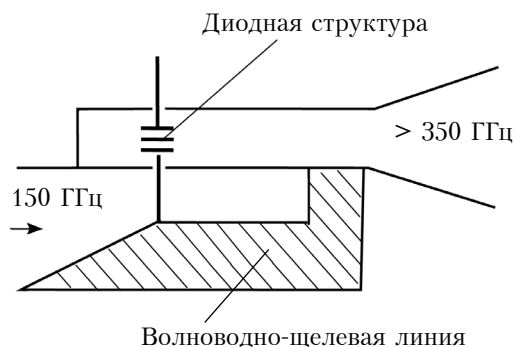


Рис. 14. Пример расположения планарного диода в волноводной камере

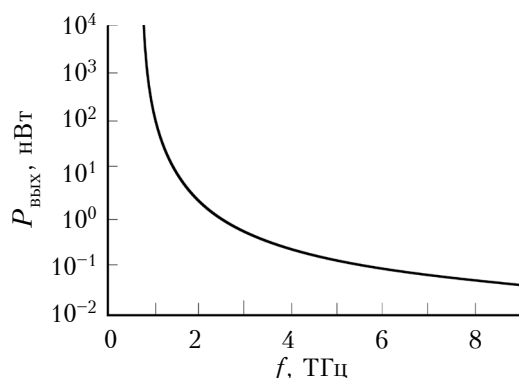


Рис. 15. Зависимость выходной мощности гармоник умножителя частоты от частоты излучения при $f_{\text{вх}} = 150$ ГГц [35]

ких диодов для создания на их основе умножителей частоты ТГц-диапазона.

На рис. 14, где приведена схема реализации умножителя частоты с полупроводниковыми диодами на основе сверхрешеток, показано расположение планарного диода в волноводной камере, которая имеет сечение $2,54 \times 1,27$ мм и выходной волновод с частотой отсечки более 350 ГГц с диагональным рупором [35]. Для согласования в широком диапазоне частот во входном волноводе помещается трансформатор сопротивлений, выполненный на основе волноводно-щелевой линии.

Для демонстрации результатов реализации умножителя частоты с диодами на основе сверхрешеток на рис. 15 приведена экспериментально полученная зависимость выходной мощности гармоник от частоты излучения умножителя частоты при входной частоте 150 ГГц. Величина поступающей на вход умножителя мощности составляла 5–10 мВт.

Генераторы гармоник

Преимуществом генераторов гармоник является их высокая добротность на частоте гармоники, т. е. высокая стабильность частоты по отношению к параметрам нагрузки на частоте гармоники. Эта особенность позволяет не применять

ферритовые элементы для развязки генератора с нагрузкой, что значительно упрощает конструкцию [37]. Для достижения наибольшей мощности сигнала гармоники высокочастотную конструкцию следует выполнять так, чтобы амплитуда колебаний на основной частоте была максимальной. С этой целью высокочастотная цепь реализуется без отбора мощности на основной частоте, т. е. в виде резонатора, активное сопротивление которого определяется только сопротивлением потерь. Такое решение обеспечивает не только максимальную амплитуду колебаний, но и максимальную добротность резонансной схемы генератора, необходимую для обеспечения высокой стабильности частоты автоколебаний. По своей эффективности генераторы гармоник, работающие в коротковолновой части миллиметрового диапазона на второй или третьей гармонике, не уступают комбинированным схемам с автономными умножителями частоты.

Важным элементом, применяемым практически во всех конструкциях генераторов гармоник миллиметрового диапазона, является крышка (диск) на торце диода, создающая радиальную линию, входной импеданс которой включен параллельно структуре диода. Входной импеданс радиальной линии и размер крышки выбираются так, чтобы трансформация импеданса диода в СВЧ-цепь генератора на основной частоте была оптимальной. На частоте второй гармоники электрическая длина линии меняется, что приводит к увеличению резонансной частоты диода.

На рис. 16 представлена конструкция генератора, которая получила наибольшее распространение. Здесь применен коаксиальный резонатор 1 для основной частоты, перестраиваемый поршнем 2. Резонатор 1 связан щелью с волноводом отбора мощности гармоники 3. Диод 4 установлен в волновод 3. Настройка на максимальный уровень выходной мощности производится волноводным поршнем 5 и диаметром радиальной линии 6.

Для получения высокой мощности на частоте гармоники в коротковолновой части миллиметрового диапазона волн необходимо применять

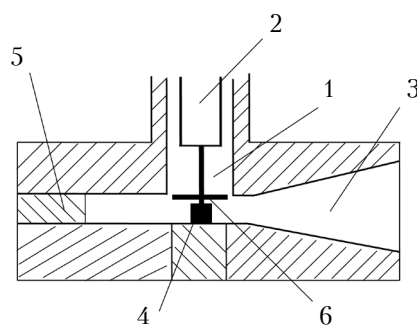


Рис. 16. Конструкция генератора гармоники

диоды, обладающие высокой нелинейностью. Для этого применяются диоды Ганна на основе InP, TUNNET диоды на основе GaAs [38], характеризующиеся высокой эффективностью на основной частоте в области 100–150 ГГц, уровень шума которых на 15–20 дБ меньше, чем кремниевых ЛПД, а существенные нелинейные свойства обеспечивают высокий уровень амплитуд основной гармоники.

Создание диодных генераторов гармоник позволяет расширить рабочий диапазон в область частот, где отрицательное сопротивление диода мало и поэтому не может обеспечить режим автоколебаний. Тогда работа диода на частоте гармоники происходит в лучшем случае в режиме усиления. В связи с этим генераторы гармоник на GaAs-диодах Ганна широко применяются для создания стабильных источников электромагнитных колебаний в области частот 60–100 ГГц. Этот режим успешно применен для получения мощности на частотах 200–300 ГГц при использовании InP-диодов Ганна. Генераторы гармоник являются в основном двухчастотными, развивающими мощность в двух полезных нагрузках на основной частоте и на частоте гармоники. При этом возможны различные режимы удвоения основной частоты автоколебаний:

- пассивного умножения частоты, когда вещественная часть импульса диода на частоте $2f$ положительна. Этот режим сводится к извлечению в полезную нагрузку мощности сигнала гармоники;
- усиления сигнала гармоники;
- синхронизации на частоте гармоники;
- бигармонический режим, когда расстройка частоты автоколебаний относительно частоты гармоники превышает ширину полосы синхронизации.

Реализация режима работы устройства определяется типом и параметрами применяемого диода, способом включения его в высокочастотную цепь, конструкцией электродинамической системы и настройкой генератора гармоник [39–41].

Выводы

Приведенный обзор результатов по созданию источников мощности на основе умножительных диодов свидетельствует о значительных успехах в этой области и быстром развитии электронной компонентной базы коротковолновой части СВЧ-спектра. Очевидно, что дальнейшее развитие умножительных диодов в технике СВЧ будет проявляться не только в повышении рабочей мощности, но и в решении проблем миниатюризации. В связи с этим следует отметить появление гетероэпитаксиальных многослойных варакторных структур, выполненных

с помощью молекулярно-лучевой эпитаксии, обладающих всеми преимуществами составного варактора, но имеющих лучшие тепловые характеристики и хорошие перспективы их использования в терагерцевом диапазоне.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Siegel P. H. Terahertz technology // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002. – Vol. 50, N 3. – P. 910–928. – <http://dx.doi.org/10.1109/22.989974>
2. Carpintero G., Garcia-Munoz E., Hartnagel H. et al. Semiconductor terahertz technology: devices and systems at room temperature operation. – USA, NY: John Wiley & Sons, Inc., 2015. – <https://doi.org/10.1002/9781118920411.ch1>
3. Porterfield D. High-efficiency terahertz frequency triplers // IEEE/MTT-S International Microwave Symposium. – Honolulu, USA. – 2007. – P. 337–340. – <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2007.380439>
4. Chattopadhyay G., Schlecht E., Ward J. et al. An all solid-state broadband frequency multiplier chain at 1500 GHz // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2004. – Vol. 52, N 5. – P. 1538–1547. – <https://doi.org/10.1109/TMTT.2004.827042>
5. Maiwald F., Schlecht E., Maestrini A. et al. THz frequency multiplier chains based on planar Schottky diodes // Proc. SPIE: Astronom. Telescopes Instrum. Int. Conf. – Waikoloa, HI. – 2002. – Vol. 4855. – P. 447–458.
6. Wang H., Sengupta K. RF and mm-Wave Power Generation in Silicon. – Academic Press, 2015.
7. Усанов Д. А., Скрипаль А. В., Посадковский В. Н. и др. СВЧ умножители высокой кратности // Изв. Вузов России. Радиоэлектроника. – 2014. – Вып. 2. – С. 48–50.
8. Пильдон П. И., Визель А. А. Полупроводниковые диоды для умножения частоты. Полупроводниковые приборы и их применение // Сб. статей под ред. Я. А. Федотова. – Москва: Сов. Радио, 1970. – Вып. 23. – С. 82–100.
9. Irvin I. C., Swan C. B. A composite varactor for simultaneous high harmonic generation // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1966. – Vol. 13, N 5. – P. 466–471. – <https://doi.org/10.1109/T-ED.1966.15713>
10. Staecker P. W., Hines M. E., Occhiuti R. F., Cushman I. R. Multi-watt power generation at millimeter-wave frequencies using epitaxially-stacked varactor diodes // IEEE MTT-S. International Microwave Symposium Digest. – Las Vegas, USA. – 1987. – Vol. 2. – P. 917–920.
11. Staecker P. W. MM-wave transmitters using power frequency multipliers // Microwave Journal. – 1988. – N 2. – P. 175–181.
12. Cushman R., Occhiuti F., McDonagh E. M. et al. High power epitaxially-stacked varactor diode multipliers // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – Dallas, TEX, USA. – 1990. – Vol. 2. – P. 923–926. – <https://doi.org/10.1109/MWSYM.1990.99729>
13. 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.
14. Патент 20485 Украины. Мощный СВЧ полупроводниковый умножитель частоты / Касаткин Л. В., Карушкин Н. Ф., Белкин В. В., Косинский А. С. – 1997.
15. Rolland P. A., Waterkowski J. L., Constant E., Salmer G. New model of operation for avalanche diodes:

- frequency multiplication and conversion // IEEE Trans. MTT. — 1976. — N 11. — P. 768–775.
16. Соболев Л. И., Котов Ю. А., Модестов Л. А. Умножители частоты сверхвысокой кратности // Полупроводниковые приборы и их применение. — 1970. — Вып. 23. — С. 109–132.
17. Венгер А. З., Ермак А. Н., Якименко А. М. Умножитель частоты на лавинно-пролетном диоде // ПТЭ. — 1980. — № 3. — С. 138–139.
18. Kasatkin L. V., Novozhilov V. V. Effective high order frequency multipliers on IMPATT diodes // Applied Microwave and Wireless. — 1994. — Vol. 6. — P. 32–36.
19. Дворниченко В. П., Карушкин Н. Ф., Мальцев С. Б., Чайка В. Е. Работа ЛПД в режиме радиоимпульсного умножения частоты // Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ. — 1985. — Вып. 4 (376). — С. 40–44.
20. Григулович В. И., Иммореев И. Я. Радиоимпульсное преобразование частоты. — Москва: Сов. Радио. 1966.
21. Карушкин Н. Ф., Обухов И. А., Балабанов В. М., Смирнова Е. А. Твердотельные модули для генерации СВЧ-излучения в диапазоне частот до 200 ГГц // Труды 26-й Междунар. Крымской конфер. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2016). — 2016. — г. Севастополь, Крым. — С. 289–295.
22. Карушкин Н. Ф., Мальцев С. Б., Хитровский В. А. Твердотельные СВЧ-модули для радиотехнической аппаратуры и систем миллиметрового диапазона длин волн // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2016. — № 1. — С. 3–7. — <https://doi.org/10.15222/TKEA2016.1.03>
23. Чайка В. Е., Касаткин Л. В. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн. — Севастополь: Вебер, 2006.
24. Вакс В. Л., Анфертьев В. А., Гольдман Г. Н. и др. ТГц-спектроскопия высокого разрешения на основе наноструктурированных полупроводниковых и сверхполупроводниковых устройств // Журнал радиоэлектроники. — 2006. — № 1.
25. Шашкин В. И. Отчет о научно-исследовательской работе. Формирование и исследование многослойных наноструктур на основе Si, GaAs и GN для пассивных и активных элементов миллиметрового и инфракрасного диапазонов длин волн // Институт физики микроструктур РАН. — Нижний Новгород. — 2012.
26. Божков В. Г. Полупроводниковые детекторы, смесители и умножители частоты терагерцевого диапазона // Изв. Вузов. Радиофизика. — 2003. — Т. 46, № 8–9. — С. 702–731.
27. Erickson N. R. High efficiency submillimeter frequency multipliers // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. — Dallas. — 1990. — P. 1301–1304.
28. Malko A., Bryllert T., Vukusic J., Stake J. High Efficiency and broad-band operation of monolithically integrated W-Band HBV frequency tripler // 24th International Conf. on Indium Phosphide and Related Material. — Santa Barbara, USA. — 2012. — P. 92–94.
29. Malko A., Bryllert T., Vukusic J., Stake J. A 474 GHz HBV frequency quintupler integrated on a 20 mkm thick silicon substrate // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. — 2015. — N 5. — P. 85. — <https://doi.org/10.1109/TTNHz.2014.2378793>
30. Беляков В. А., Оболенский С. В., Фефелова Е. Л. и др. Гетеробарьерные варакторы на основе гетероструктур на подложках фосфида индия // Труды 2-й Рос.-белорус. научно-технической конференции «Элементная база отечественной радиоэлектроники». — Нижний Новгород, РФ. — 2015. — С. 199–201.
31. Малеев Н. А., Беляков В. А., Васильев А. П., Кулагина М. М. Молекулярно-пучковая эпитаксия структур гетеробарьерных варакторов в системе материалов InGaAs-InAlAs-InP // Электроника и микроэлектроника СВЧ. — 2016. — Т. 1. — С. 68–72.
32. Малеев Н. А., Беляков В. А., Васильев А. П. и др. Молекулярно-пучковая эпитаксия структур InGaAs/InAlAs/AlAs для гетеробарьерных варакторов // Физика и техника полупроводников. — 2017. — Т. 51, вып. 11. — С. 1484–1487. — <https://doi.org/10.21883/FTP.2017.11.45095.09>
33. Романов Ю. А., Романова Ю. Ю. Блоховские колебания в сверхрешетках. Проблемы терагерцевого диапазона // ФТП. — 2005. — Т. 39. — Вып. 1. — С. 162–170.
34. Павельев Д. Г., Васильев А. П., Козлов В. А. и др. Диодные гетероструктуры для приборов терагерцевого диапазона частот // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. — 2016. — № 1.
35. Павельев Д. Г., Кошуринов Ю. И., Иванов А. С. и др. Экспериментальные исследования умножителей частоты на полупроводниковых сверхрешетках в терагерцевом диапазоне // Физика и техника полупроводников. — 2012. — Т. 46, вып. 1. — С. 125–129.
36. Schomburg E., Hofbeck K., Scheuerer R. et al. Control of the dipole domain propagation in GaAs/AlAs super lattice with a high-frequency field // Phys. Rev. B. — 2002. — Vol. 65(15). — 155320. — <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.65.155320>
37. Ракидин С. П., Карушкин Н. Ф., Касаткин Л. В. и др. Твердотельные компоненты для перспективной радиоэлектронной аппаратуры миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн (26,5–300 ГГц) // Труды 10-й Междунар. Крымской конфер. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2000). — Украина, г. Севастополь. — 2000. — С. 33–36.
38. Eisele H., Rydberg A., Haddad G. Recent advances in the performance of InP Gunn devices and GaAs TUNNET diodes for the 100–300 GHz frequency range and above // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2000. — Vol. 48, N 4. — P. 626–631. — <https://doi.org/10.1109/22.841952>
39. Jones S., Lybura M., Carlstrom J., O'Brien T. A 63–170 GHz second harmonic operation of an InP transferred electron device // IEEE Transactions on Electron Devices. — 1999. — Vol. 46, N 1. — P. 17–23. — <https://doi.org/10.1109/16.737436>
40. Косов А. С., Еленский В. Г. Генераторы гармоник миллиметрового диапазона на основе диодов Ганна // Зарубежная радиоэлектроника. — 1987. — № 2. — С. 54–65.
41. Зубович Н. А., Цвирко Ю. А. Моделирование бигармонического режима генерации в двухконтурном генераторе Ганна // Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ. — 1991. — Вып. 6. — С. 26–29.

*Дата поступления рукописи
в редакцию 02.05 2018 г.*

ПОМНОЖУВАЧІ ЧАСТОТИ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ НА ОСНОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ДІОДНИХ СТРУКТУР

Очевидні переваги техніки міліметрових хвиль — велика інформаційна ємність, висока спрямованість випромінювання, можливості діагностики та спектроскопії різних середовищ, включаючи методи електронного парамагнітного резонансу і ядерного магнітного резонансу високої роздільної здатності — зумовили швидкий розвиток техніки цього діапазону в усьому світі. Ці переваги визначають привабливість практичного застосування міліметрових довжин хвиль для створення швидкісних ліній зв'язку, високоточних РЛС, пристроїв ідентифікації хімічних речовин та іншої техніки.

Важливу роль в освоєнні міліметрового і субміліметрового діапазонів хвиль відіграють помножувачі частоти. У даній роботі проведено аналіз основних напрямків сучасного розвитку ефективних помножувачів частоти, виповнених на основі напівпровідникових діодних структур, ефективних у міліметровому та субміліметровому діапазонах довжини хвиль. Розглянуто діодні генератори гармонік; помножувачі на основі нелінійних залежностей їх реактивних параметрів від напруги; помножувачів високої кратності на основі лавинно-пролітних діодів, що діють в режимі радіоімпульсного збудження коливань в області високих частот; помножувачі на основі складених гетероструктур і квантових надрешіток в терагерцевому діапазоні.

Наведено особливості конструктивних рішень помножувачів частоти різних конфігурацій, показано шляхи оптимізації параметрів діодних структур і режимів роботи, що забезпечують ефективність їх функціонування в режимі множення частоти. Встановлено зв'язок електричних параметрів помножувачів частоти з вихідними характеристиками НВЧ-пристроїв.

Наведений огляд результатів робіт по створенню джерел потужності на основі помножувальних діодів свідчить про значні успіхи в цій галузі і швидкий розвиток електронної компонентної бази в короткохвильовій частині НВЧ-спектра. Подальший розвиток помножувальних діодів у техніці НВЧ буде проходити не тільки в напрямку підвищення робочих потужностей, але і в рішенні проблем мікромініатюризації. У зв'язку з цим слід відзначити появу гетероепітаксійних багатопшарових варакторних структур, виконаних за допомогою молекулярно-променевої епітаксії, що мають всі переваги складеного варактора, але мають кращі теплові характеристики і хороші перспективи їх використання в терагерцевому діапазоні.

Ключові слова: міліметровий діапазон, варактор, діод Ганна, ISIS-діод, лавинно-пролітний діод, діод з бар'єром Шотткі, InP-діод, кратність множення частоти, гетероструктури і квантові надрешітки, ТГц-випромінювання.

DOI: 10.15222/TKEA2018.3.22

UDC 621.314.26:621.382.64

M. F. KARUSHKIN

Ukraine, Kiev, Research Institute «Orion»

E-mail: orion@ri-orion.kiev.ua

MILLIMETER-WAVE FREQUENCY MULTIPLIERS BASED ON SEMICONDUCTOR DIODE STRUCTURES

Obvious advantages of the millimeter wave technology including a large information capacity, high directivity of radiation, diagnostics and spectroscopy capabilities of different environments, including the methods of electron paramagnetic resonance and high resolution nuclear magnetic resonance have led to the rapid development of techniques for that range throughout the world. These advantages determine the attractiveness of the practical application of millimeter wavelengths to create high-speed communication links, high-precision radar, chemicals identification device and other equipment.

Important role in the development of millimeter and sub-millimeter wave ranges belongs to the frequency multipliers development. This paper analyzes the main trends of modern development of efficient frequency multipliers on semiconductor diode structures, which are based on different physical principles, namely diode harmonic generators; frequency multipliers based on nonlinear dependencies of their reactive parameters on the voltage; frequency multipliers of high multiplicity on IMPATT diodes operating in mode of pulse exciting

oscillations at high frequencies; multipliers on complex heterostructures and quantum super lattices in the terahertz range.

The paper presents design solutions for frequency multipliers with various configurations and ways of optimizing the diode structures and operation modes that ensure their effective functioning in the frequency multiplication mode. The connection of electric parameters of frequency multipliers with output characteristics of microwave devices is determined.

The given review of the results on designing power sources based on multiplying diodes indicates significant advances in this field and rapid development of the electronic component base in the short-wave part of the microwave spectrum.

Further development of the technique of multiplying diodes will move forward not only in the direction of increasing the working capacity, but also in solving the problem of microminiaturization. In this regard, the emergence of heteroepitaxial multilayer varactor structures should be noted. Such structures are made with molecular beam epitaxy and have all the advantages of a composite varactor, but at the same time have better thermal characteristics and good prospects for their applications in the terahertz range.

Keywords: millimeter wave band, varactor, Gunn diode, ISIS diode, IMPATT diode, Schottky barrier diode, InP diode, frequency multiplication, heterostructures and quantum superlattices, THz radiation.

REFERENCES

1. Siegel P. H. Terahertz technology. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, 2002, vol. 50, no. 3, pp. 910-928. <http://dx.doi.org/10.1109/22.989974>
2. Carpintero G., Garcia-Munoz E., Hartnagel H., Preu S., Räisänen A. *Semiconductor TeraHertz Technology: Devices and Systems at Room Temperature Operation*. John Wiley & Sons, 2015, 408 p. <https://doi.org/10.1002/9781118920411.ch1>
3. Porterfield D. High-efficiency terahertz frequency triplers. *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, Honolulu, HI, USA, 2007, pp. 337-340. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2007.380439>
4. Chattopadhyay G., Schlecht E., Ward J., Gill J., Javadi H., Maiwald F. and Mehdi I. An all solid-state broadband frequency multiplier chain at 1500 GHz. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2004, vol. 52, no. 5, pp. 1538-1547. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2004.827042>
5. Maiwald F., Schlecht E., Maestrini A., Chattopadhyay G., Pearson J.C., Pukala D., Mehdi I. THz frequency multiplier chains based on planar Schottky diodes. *Proc. SPIE: Astronom. Telescopes Instrum. Int. Conf.*, Waikoloa, HI, 2002, vol. 4855, pp. 447-458.
6. Wang H., Sengupta K. *RF and mm-Wave Power Generation in Silicon*. Academic Press, 2015, 576 p.
7. Usanov D.A., Skrypal A.V., Posadovskiy V.N., Tyaglov V.S., Grigoriev D.V. [Microwave multipliers with high multiplicity]. *Izvestiya VUZov. Radiophysics*. 2014, no 2, pp. 48-50. (Rus)
8. Pildon P.I., Vizel A.A. [Semiconductor diodes for frequency multiplication. Semiconductor devices and its application]. *Collection of articles by ed. Ya.A. Fedotova*. Moscow, Sov. Radio, 1970, iss. 23, pp. 82-100. (Rus)
9. Irvin I.C., Swan C.B. A composite varactor for simultaneous high harmonic generation. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1966, vol. 13, no 5, pp. 466-471. <https://doi.org/10.1109/T-ED.1966.15713>
10. Staecker P.W., Hines M.E., Occhiuti R.F., Cushman I.R. Multi-watt power generation at millimeter-wave frequencies using epitaxially-stacked varactor diodes. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Las Vegas, USA, 1987, vol. 2, pp. 917-920.
11. Staecker P.W. MM-wave transmitters using power frequency multipliers. *Microwave Journal*, 1988, no. 2, pp. 175-181.
12. Cushman R., Occhiuti F., McDonagh E.M., Hines M.E., Staecker P.W. High power epitaxially-stacked varactor diode multipliers. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. Dallas, TEX, 1990, vol. 2, pp. 923-926. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.1990.99729>
13. 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.
14. Kasatkin L.V. et al. *Power microwave frequency multipliers*. Patent 20485 of Ukraine, 1997. (Rus)
15. Rolland P.A., Waterkowski J.L., Constant E., Salmer G. New model of operation for avalanche diodes: frequency multiplication and conversion. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1976, no 11, pp. 768-775.
16. Sobolev L. I., Kotov U. A., Modestov L. A. [Frequency multipliers with high multiplicity] *Poluprovodnikovye pribory i ikh primeneniye*, Moscow, 1970, iss. 23, pp. 109-132. (Rus)
17. Venger A.Z., Ermak A.N., Yakimenko A.M. *Pribory i tekhnika eksperimenta* [Frequency multiplier based on IMPATT]. 1980, no. 3, pp. 138-139. (Rus)
18. Kasatkin L.V., Novozhilov V.V. Effective high order frequency multipliers on IMPATT diodes. *Applied Microwave Wireless*, 1994, no. 6, pp. 32-36.
19. Dvornichenko V.P., Karushkin M.F., Maltsev S.B., Chajka V.E. [Operation of IMPATT in the radio pulse frequency multiplication mode] *Elektronnaya tekhnika. Seriya 1. Elektronika SVCh*, 1985, iss. 4 (376), pp. 40-44. (Rus)
20. Grigulovich V.I., Immoreev I.Ya. [Radio pulse conversion of frequency]. Moscow, Soviet Radio, 1966, 335 p. (Rus)
21. Karushkin M.F., Obuhov I.A., Balabanov V.M., Smirnova E.A. [Solid-state modules for microwave radiation generating in the frequency range up to 200 GHz]. *Proc. of the 26th Int. Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'2016)*, 2016, Sevastopol, Crimea, pp. 289-295. (Rus)

22. Karushkin M.F., Maltsev S.B., Hitrovskiy V.A. [Solid-state microwave modules for radio equipment and systems of millimeter wavelength range]. *Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoy aparature*, 2016, no 1, pp. 3-7. (Rus) <https://doi.org/10.15222/TKEA2016.1.03>
23. Chajka V.E., Kasatkin L.V. [*Semiconductor devices in the millimeter wave range*]. Sevastopol, Veber, 2006, 319 p. (Rus)
24. Vaks V.L., Anfertiev V.A., Goldman G.N., Pentin I.V., Tretyakov I.V. [THz-spectroscopy with high resolution on the basis of nanostructured semiconductor and super-semiconductor devices]. *Zhurnal radioelektroniki*, 2006, no. 1. (Rus)
25. Shashkin V.I. [Report on research work. Formation and investigation of multilayer nanostructures based on Si, GaAs and GN for passive and active elements of millimeter and infrared wavelength ranges]. *Institute of Microstructure Physics*, RAS, Nizhny Novgorod, 2012. (Rus)
26. Bozhkov V.G. [Semiconductor detectors, mixers and frequency multipliers of the terahertz range]. *Izvestiya VUZov. Radiophysic*, 2003, vol. 46, no. 8-9, pp. 702-731. (Rus)
27. Erickson N.R. High efficiency submillimeter frequency multipliers. *IEEE MTT-S, International Microwave Symposium Digest*, 1990, pp. 1301-1304. <https://doi.org/10.1007/BF02995124>
28. Malko A., Bryllert T., Vukusic J., Stake J. High Efficiency and Broad-Band Operation of Monolithically Integrated W-Band HBV Frequency Tripler. *24th Int. Conf. on Indium Phosphide and Related Material*, Santa Barbara, USA, 2012, pp. 92-94.
29. Malko A., Bryllert T., Vukusic J., Stake J. A 474 GHz HBV frequency quintupler integrated on a 20 μm thick silicon substrate. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2015, no. 5, pp. 85. <https://doi.org/10.1109/TTHZ.2014.2378793>
30. Belyakov V.A., Obolenskiy S.V., Fefelova E.L., Ladenkov I.V. et al. [Heterobarrier Varactors Based on Hetero structures on Indium Phosphide Substrates]. *Trudy 2-i Rossiisko-belorusskoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii «Elementnaya baza otechestvennoi radioelektroniki»*, Nizhnii Novgorod, 2015, pp. 199-201. (Rus)
31. Maleev N.A., Belyakov V.A., Vasiliev A.P., Kulagina M.M. [Molecular beam epitaxy of structures of hetero barrier varactors in a material system InGaAs–InAlAs–InP]. *Elektronika i mikroelektronika SVCh*, 2016, vol. 1, pp. 68-72. (Rus)
32. Maleev N.A., Belyakov V.A., Vasiliev A.P., Bobrov M.A. et al. Molecular-beam epitaxy of InGaAs/InAlAs/AlAs structures for heterobarrier varactors. *Semiconductors*, 2017, vol. 51, iss. 11, pp. 1431-1434. <https://doi.org/10.1134/S1063782617110185>
33. Romanov Y.A., Romanova Y.Y. Bloch oscillations in superlattices: The problem of a terahertz oscillator. *Semiconductors*, 2005, vol. 39, iss. 1, pp. 147-155. <https://doi.org/10.1134/1.1852666>
34. Paveliev D.G., Vasiliev A.P., Kozlov V.A. et al. [Diode hetero structures for terahertz frequency devices]. *Zhurnal radioelektroniki: elektronnyi zhurnal*, 2016, no 1. (Rus)
35. Paveliev D.G., Koshurinov Y.I., Ivanov A.S., Panin A.N., Vax V.L. et al. Experimental study of frequency multipliers based on a GaAs/AlAs semiconductor superlattices in the terahertz frequency range. *Semiconductors*, 2012, vol. 46, iss. 1, pp. 121-125. <https://doi.org/10.1134/S1063782612010150>
36. Schomburg E., Hofbeck K., Scheuerer R. et al. Control of the dipole domain propagation in GaAs/AlAs super lattice with a high-frequency field. *Phys. Rev. B*, 2002, vol. 65(15), 155320. <https://doi.org/10.1103/PhysRevB.65.155320>
37. Rakitin S.P., Karushkin N.F., Kasatkin L.V., Tsvirko U.A. et al. Solid state components for perspective electronic equipments of MM and sub MM wavelength range (26,5–300 GHz). *Proc. of the 10th International conference “Microwave Telecommunication Technology”*, Ukraine, Sevastopol, 2000, pp. 33-36. (Rus)
38. Eisele H., Rydberg A., Haddad G. Recent advances in the performance of InP Gunn devices and GaAs TUNNET diodes for the 100-300 GHz frequency range and above. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2000, vol. 40, no. 4, pp 626-631. <https://doi.org/10.1109/22.841952>
39. Jones S., Lybura M., Carlstrom J., O'Brien T. A 63–170 GHz second harmonic operation of an InP transferred electron device. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1999, vol. 46, no. 1, pp. 17-23. <https://doi.org/10.1109/16.737436>
40. Kosov A.S., Elensky V. [MM wave harmonic oscillators based on Gunn diodes] *Zarubezhnaya radioelektronika*, 1987, no. 2, pp. 54-65. (Rus)
41. Zubovich N.A., Tsvirko U.A. [Modeling of the biharmonic generation mode in a double-circuit Gunn oscillator]. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 1. Elektronika SVCh*, 1991, iss. 6, pp. 26-29. (Rus)

Описание статьи для цитирования:

Карушкин Н. Ф. Умножители частоты миллиметрового диапазона на основе полупроводниковых диодных структур. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2018, № 3, с. 22–37. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2018.3.22>

Cite the article as:

Karushkin M. F. Millimeter-wave frequency multipliers based on semiconductor diode structures. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoy Apparature*, 2018, no. 3, pp. 22-37. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2018.3.22>

К. т. н. О. Ф. БОНДАРЕНКО, Т. О. РИЖАКОВА, Ю. В. КОЖУШКО

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

E-mail: bondarenkoaf@gmail.com, ryzhakova.tetiana@gmail.com, y.v.kozhushko@gmail.com

ВДОСКОНАЛЕНА МЕТОДИКА ОЦІНКИ ВТРАТ В ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ УСТАНОВОК КОНТАКТНОГО МІКРОЗВАРЮВАННЯ

Запропоновано методику оцінки потужності втрат в імпульсному понижувальному перетворювачі джерела живлення установки контактної мікрозварювання, яка дозволяє більш точно, ніж загальна, здійснювати обчислення на етапі проектування завдяки врахуванню потужності втрат на індуктивному елементі схеми. З використанням даної методики виконано розрахунки, які підтвердили доцільність врахування потужності втрат на індуктивному елементі, особливо в області високих частот. Отримано графіки, які продемонстрували характер залежності потужності втрат в перетворювачі від частоти за різних значень струму та напруги.

Ключові слова: джерело живлення, понижувальний імпульсний перетворювач, індуктивний елемент, потужність втрат, контактне мікрозварювання.

Одним з провідних способів нероз'ємного з'єднання деталей в різних галузях техніки на даний час є контактне зварювання. Воно використовується як для з'єднання мікромініатюрних елементів (мікрозварювання) у прецизійних виробництвах, наприклад в електроніці та приладобудуванні, так і для отримання надійних з'єднань у важкому машинобудуванні.

Контактне зварювання реалізується пропусканням імпульсу електричного струму значної амплітуди крізь зварювані деталі в точці, де необхідно отримати з'єднання. Залежно від матеріалу зварюваних деталей та їх товщини використовуються струми величиною від сотень ампер до кількох кілоампер.

Відомо, що надійність та якість з'єднань (відсутність виплесків, непроварів тощо) безпосередньо визначаються параметрами зварювальних імпульсів, що генеруються джерелом живлення установки контактної мікрозварювання [1]. Особливо проблематичним є, звичайно, отримання якісних з'єднань для прецизійного контактної мікрозварювання, тому до джерел живлення таких установок пред'являються винятково високі вимоги. Зокрема, для досягнення найвищої точності регулювання параметрів імпульсів зварювального струму використовують транзисторні перетворювачі вихідного формувача імпульсів в лінійному режимі роботи, незважаючи на його вкрай низьку енергоефективність [1].

Роботу виконано за підтримки Міністерства освіти і науки України (ДБ № 0116U006924).

Задля забезпечення прийнятної енергоефективності джерел живлення установок контактної мікрозварювання за умов збереження достатньої точності регулювання струму в зварювальному контакті застосовують спеціальні режими імпульсних транзисторних перетворювачів, а саме фазове чергування (interleaved mode) або комбінування імпульсного режиму роботи з лінійним [1–3]. При цьому як вихідний формувач імпульсів використовується схема понижувального перетворювача, яка перетворює вхідну постійну напругу (зазвичай 8–25 В) у стабілізовану напругу меншої величини (0,5–5 В) [3].

Необхідно зазначити, що з точки зору режимів роботи понижувальні перетворювачі джерел живлення установок контактної мікрозварювання мають особливості, які можуть значно впливати на працездатність схеми та її енергоефективність. Через велику амплітуду та складну форму імпульсів зварювального струму, а також через низьку напругу навантаження потужність втрат на елементах схеми може бути суттєвою порівняно з потужністю струму в навантаженні [2]. Раніше проведені оцінки потужності втрат в імпульсних перетворювачах для контактної мікрозварювання враховували тільки втрати на напівпровідникових елементах схеми, тоді як втрати на інших елементах, зокрема індуктивних, ігнорувались, оскільки вважались несуттєвими [2, 4]. Втім прагнення досягти більш високої точності регулювання зварювального струму спонукає вдаватися до підвищення частоти роботи імпульсних перетворювачів. За таких

умов втрати на індуктивних елементах стають достатньо суттєвими, що потребує їх врахування при виконанні загальної оцінки енергоефективності схеми.

Варто згадати, що на даний час немає єдиної універсальної методики оцінки втрат на індуктивних елементах. Деякі дослідники створюють складні системи та вимірюють параметри котушок індуктивності безпосередньо під час роботи і вже за результатами вимірювання обчислюють втрати на них [5–9]. Проте в багатьох випадках додаткові фінансові витрати на спеціалізоване обладнання вважаються надмірними, тому актуальним є питання максимально точної теоретичної оцінки втрат на індуктивних елементах схем.

Метою даної роботи є підвищення точності загальної методики оцінки втрат в імпульсному понижувальному перетворювачі джерела живлення установки контактної мікросварювання шляхом врахування втрат в індуктивних елементах за умов дії в схемі високих струмів та низьких напруг.

Понижувальний імпульсний перетворювач: особливості, еквівалентна схема

На рис. 1 наведено схему імпульсного понижувального перетворювача з використанням синхронного транзистора [10]. Слід зазначити,

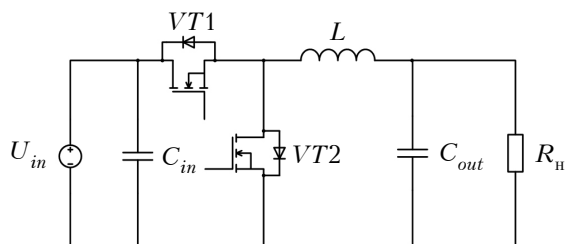


Рис. 1. Схема імпульсного понижувального перетворювача

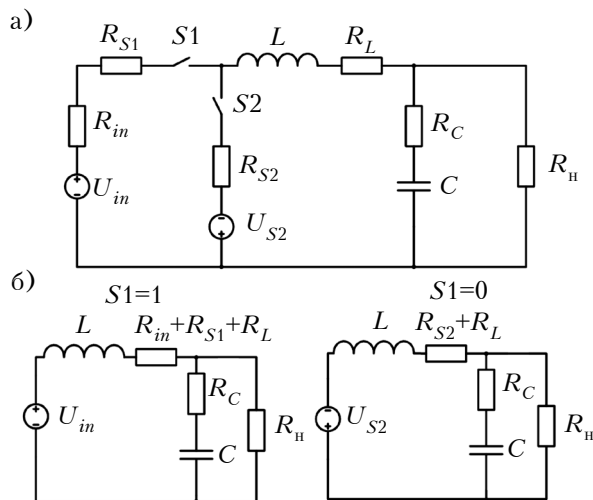


Рис. 2. Еквівалентна схема понижувального перетворювача (а) з її модифікаціями (б) за замкненого ($S1 = 1$) та розімкненого ($S1 = 0$) станів ключа $S1$

що в базовому варіанті схеми використовується не транзистор $VT2$, а зворотний діод, але оскільки заміна діоду на транзистор дозволяє підвищити енергоефективність перетворювача [2], в даній роботі розглядається саме такий варіант його побудови.

На рис. 2 зображено еквівалентну схему понижувального перетворювача з її модифікаціями за різних станів ключа $S1$. Наявність активного опору у кожному елементі схеми заміщення свідчить про те, що втрати енергії відбуваються на всіх без виключення компонентах перетворювача, в тому числі на котушці індуктивності L .

Характер втрат на індуктивному елементі

Під час роботи будь-якого індуктивного елемента завжди виділяється енергія у вигляді тепла, тобто в робочому режимі він нагрівається. Джерелом тепла служать як омичні опори обмоткових проводів, так і втрати в магнітопроводі на перемагнічування та вихрові струми. Якщо магнітний матеріал сердечника підлягає повному циклу намагнічування й розмагнічування, крива перемагнічування являє собою петлю гістерезиса, площа якої відображає втрати енергії в матеріалі сердечника за один період (рис. 3).

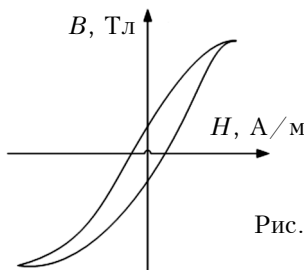


Рис. 3. Крива перемагнічування сердечника

Якщо обмотка сердечника знаходиться під дією змінної напруги, втрати на гістерезис залежать від частоти: чим ширший гістерезис, тим більші втрати, і навпаки [10].

Методика оцінки втрат в перетворювачі

Пропонована методика полягає у розрахунку загальної потужності втрат як суми потужностей втрат на всіх окремих елементах схеми.

Більшість теоретичних підходів до розрахунку втрат на індуктивних елементах силових схем базуються на використанні рівняння Штейнмеца, яке виражає потужність втрат на одиницю об'єму як закон потужності зі сталими показниками частоти та індукції [6]. Загальна форма рівняння Штейнмеца записується наступним чином:

$$P_V = k f^\alpha B^\beta, \tag{1}$$

де B – амплітуда магнітної індукції за синусоїдальною формою сигналу частотою f ;

P_V – середня потужність втрат на одиницю об'єму; k, α, β – параметри матеріалу Штейнмеца.

Формула для розрахунку потужності статичних втрат на транзисторі виглядає так:

$$P_{\text{стат}} = I_d^2 R_{DS(on)} \gamma + I_d^2 R_{DS(off)} \gamma, \quad (2)$$

де I_d – середнє значення струму за період провідності;

$R_{DS(on)}$ – опір відкритого каналу;

$R_{DS(off)}$ – опір закритого каналу;

γ – коефіцієнт заповнення імпульсів.

Потужність динамічних втрат з урахуванням струму зворотного відновлення опозитного діоду в режимі «важкого» переключення

$$P_{\text{дин}} = U_{in} f (I_{out} t_a + 0,5 Q_{rr}), \quad (3)$$

де t_a – складова часу зворотного відновлення t_{rr} (приблизно дорівнює часу ввімкнення транзистора t_{on});

Q_{rr} – заряд зворотного відновлення [10].

Потужність загальних втрат в транзисторі розраховується як сума

$$P = P_{\text{стат}} + P_{\text{дин}}. \quad (4)$$

Потужність діелектричних втрат на входному C_{in} та вихідному C_{out} конденсаторах ємністю C

$$P = U^2 \cdot 2\pi f C \cdot \text{tg}\delta, \quad (5)$$

де $\text{tg}\delta$ – тангенс кута діелектричних втрат (береться з документації);

U – напруга на конденсаторі (дорівнює входній U_{in} або вихідній U_{out} напрузі схеми).

Таким чином, загальна потужність втрат в схемі [2] дорівнює

$$P = P_{C_{in}} + P_{C_{out}} + P_{S1} + P_{S2} + P_L. \quad (6)$$

Оцінка потужності втрат в перетворювачі

За допомогою запропонованої методики були проведені розрахунки за входними даними, наведеними у таблиці.

З використанням формули (1) була розрахована питома потужність втрат у сер-

Дані для розрахунку втрат

U_{in} , В		12	5
U_{out} , В		5	2
f , кГц		50 – 500	
t_{on} , мкс		0,416	
I_{out} , А		100; 200; 500	
Сердечник	матеріал	SK-28M (ТОНО Zinc)	
	форма	тороїдальна	
Використовуваний транзистор		Power-MOSFET IPT004N03L Infineon	

дечнику за різних значень частоти та індукції. Значення параметрів Штейнмеца обиралися з документації на матеріал від виробника. Результати розрахунку наведено на рис. 4,

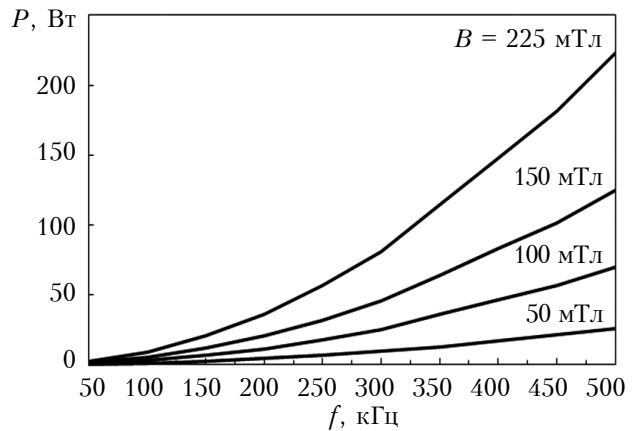


Рис. 4. Залежність втрат у сердечнику від частоти за різних значень магнітної індукції

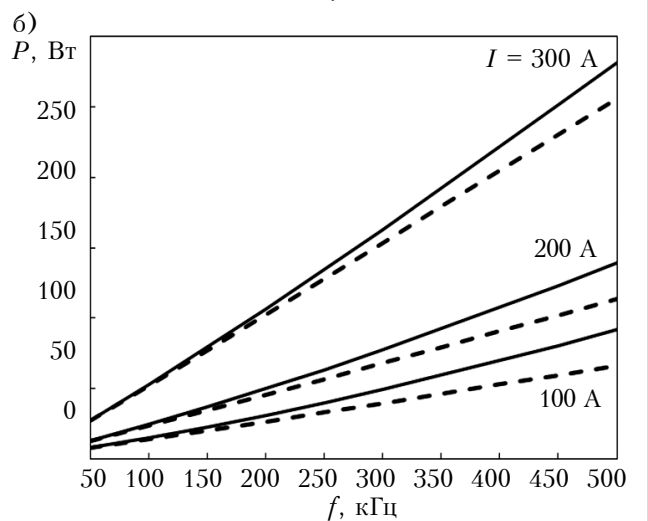
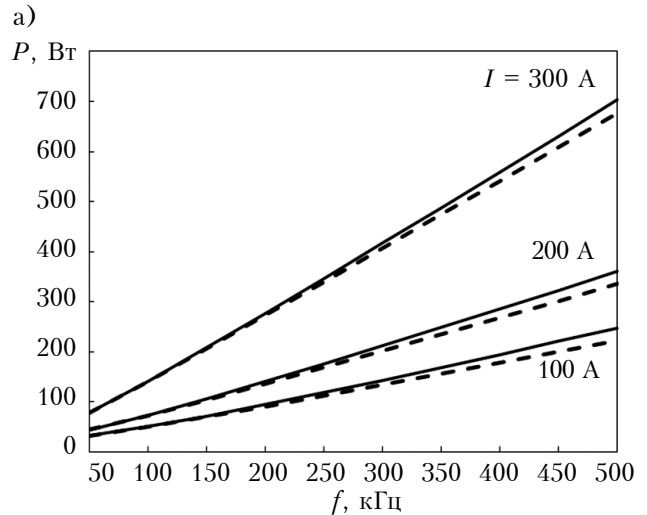


Рис. 5. Залежність втрат в перетворювачі від частоти з урахуванням втрат на індуктивності та без їх урахування (штрихові лінії) за різних значень вихідного струму I та напруги:

а – $U_{in} = 12$ В, $U_{out} = 5$ В; б – $U_{in} = 5$ В, $U_{out} = 2$ В

а отримані значення дозволяють розрахувати потужність втрат усієї схеми.

На **рис. 5** зображено графіки залежності потужності втрат у схемі понижувального перетворювача від частоти роботи схеми за різних значень вихідного струму та напруги з урахуванням втрат на індуктивності та без їх урахування. Вони демонструють, що в області високих частот вклад потужності втрат на індуктивному елементі до загальних втрат схеми може бути суттєвим.

Висновки

Наведені результати розрахунку потужності втрат в імпульсному понижувальному перетворювачі джерела живлення установки контактної мікросварювання підтвердили доцільність врахування втрат на індуктивному елементі, особливо це стосується випадків роботи перетворювачів у високочастотній області. Запропонована методика дозволяє достатньо просто і точно розрахувати ці втрати і завдяки цьому більш точно, ніж загальна, оцінити енергоефективність схеми на етапі проектування перетворювача.

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

1. Бондаренко А.Ф. Формирователи импульсов тока для установок контактной микросварки / Дис. ... канд. техн. наук. — Донбасский государственный технический университет. — Алчевск, 2007.
2. Bondarenko O., Verbytskyi I., Prokopets V. et al. Modular power supply for micro resistance welding // Electrical, Control and Communication Engineering. —

2017. — Vol. 12. — P. 20–26. — <https://doi.org/10.1515/ecce-2017-0003>

3. Salem M. Control and power supply for resistance spot welding (RSW). University of Western Ontario (2011) // Electronic Thesis and Dissertation Repository. Paper 130. [Online]. — <https://ir.lib.uwo.ca/etd/130>

4. Bonislowski M., Holub M. Averaged inverter loss estimation algorithm // 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe). — 2016. — <http://dx.doi.org/10.1109/EPE.2016>

5. Venkatachalam K., Sullivan C., Abdallah T., Tacca H. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only steinmetz parameters // 2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics. Proceedings. — University of Puerto Rico at Mayaguez, 2002. — P. 36–41.

6. Sullivan C. R., Harris J. H., Herbert E. Core loss predictions for general PWM waveforms from a simplified set of measured data // Proc. Appl. Power Electron. Conf. Expo. — 2010. — P. 1048–1055. — <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2010.5433375>

7. Biela J., Badstuebner U., Kolar J. W. Impact of power density maximization on efficiency of DC-DC converter systems // IEEE Trans. Power Electron. — 2009. — Vol. 24, N 1. — P. 288–300.

8. Miwa Y., Shimizu T. Loss Comparison of Core Materials Used for the Inductor of a Buck-Chopper Circuit // Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). — 2015. <http://dx.doi.org/10.1109/ECCE.2015.7310402>.

9. Roshen W. A. A practical, accurate and very general core loss model for nonsinusoidal waveforms // IEEE Trans. Power Electron. — 2005. — Vol. 22, N 1. — P. 30–40. — <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2005.1453176>

10. Семенов Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. — Москва: Солон-Пресс, 2005.

Дата надходження рукопису до редакції 07.04 2018 р.

А. Ф. БОНДАРЕНКО, Т. А. РЫЖАКОВА, Ю. В. КОЖУШКО

Украина, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского»

E-mail: bondarenkoaf@gmail.com, ryzhakova.tetiana@gmail.com, y.v.kozhushko@gmail.com

УСОВЕРШЕНСТВОВАНАЯ МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПОТЕРЬ В ИМПУЛЬСНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ УСТАНОВОК КОНТАКТНОЙ МИКРОСВАРКИ

Представлен обзор характеристик контактной сварки и конструктивных особенностей источников питания для контактной сварки, а также топологии схем преобразователей для контактной сварки, в том числе наиболее перспективного из них — транзисторного преобразователя с синхронным транзистором. Показано, что для обеспечения приемлемой энергоэффективности источников питания для контактных сварочных аппаратов при сохранении достаточной точности регулирования тока в сварочном контакте используются специальные режимы импульсных транзисторных преобразователей.

Особенности контактной сварки — высокий ток при низком напряжении — создают условия для больших потерь мощности в цепи. В данной работе предложен метод оценки потерь мощности в импульсном преобразователе источника питания установки контактной микросварки, позволяющий проводить на этапе проектирования более точные расчеты по сравнению с общим методом благодаря учету потерь мощности на индуктивном элементе схемы преобразователя. Общие потери вычисляются как сумма потерь на всех элементах схемы. Потери мощности на индуктивности рассчитываются с использованием уравнения Штейнмеца.

Полученные в результате расчетов графики продемонстрировали характер частотной зависимости потерь мощности в преобразователе при различных значениях тока и напряжения. Проведенные расчеты

підтвердили целесообразність учета потужності втрат на індуктивному елементі, особливо в області високих частот.

Ключевые слова: источник питания, понижающий импульсный преобразователь, индуктивный элемент, мощность потерь, контактная микросварка.

DOI: 10.15222/ТКЕА2018.3.38
UDC 621.314: 621.311.6

O. F. BONDARENKO, T. O. RYZHAKOVA,
Yu. V. KOZHUSHKO

Ukraine, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute
E-mail: bondarenkoaf@gmail.com, ryzhakova.tetiana@gmail.com, y.v.kozhushko@gmail.com

IMPROVED METHOD OF EVALUATING POWER LOSSES IN PULSE CONVERTERS OF MICRO RESISTANCE WELDING MACHINES

The paper represents resistance welding characteristics and construction features of power supplies for resistance welding. The authors give an overview of circuit topologies of converters for resistance welding and distinguish the most promising one – the transistor buck converter with a synchronous transistor. It is shown that in order to ensure acceptable energy efficiency of power supply for resistance welding machines, while maintaining sufficient accuracy of current regulation in a welding contact, special modes of pulse transistor converters are used.

The analysis of resistance welding features – high currents, low voltages – makes it possible to presume that the evaluation of the power losses in semiconductor elements only is insufficient and needs to be complemented by taking into account the losses on the inductive element of the converter circuit.

In this work, the authors propose the method of estimating the power losses in the pulse buck converter of the power supply of resistance welding machine, which allows for more accurate calculations at the design stage due to consideration of the power losses on the inductive element of the circuit. The methodology is to calculate the total power losses as the sum of power losses on all individual elements of the circuit. Power losses on inductance is calculated using the Steinmetz equation. The calculations carried out with this technique proved the advisability of taking into account the power losses on the inductive element, especially in the region of high frequencies. The obtained diagrams demonstrated the dependency of the power losses in the converter on the frequency at different values of current and voltage.

Keywords: power supply, buck converter, inductive element, power losses, micro resistance welding.

REFERENCES

- Bondarenko A.F. *Formirovateli impul'sov toka dlya ustanovok kontaktnoi mikrosvariki*. Dis. ... kand. tekhn. nauk [Current pulses generators for micro resistance welding machines. PhD thesis]. – Alchevsk, 2007, 211 p. (Rus)
- Bondarenko O., Verbytskyi I., Prokopets V., Kaloshyn O., Spitsyn D., Ryzhakova T., Kozhushko Y. Modular power supply for micro resistance welding. *Electrical, Control and Communication Engineering*, 2017, vol. 12, pp. 20-26. <https://doi.org/10.1515/ecce-2017-0003>
- Salem M. *Control and power supply for resistance spot welding (RSW)*. University of Western Ontario (2011). Electronic Thesis and Dissertation Repository. Paper 130. [Online]. <http://ir.lib.uwo.ca/etd/130>
- Bonislawski M., Holub M. Averaged inverter loss estimation algorithm. *18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*. 2016, <http://dx.doi.org/10.1109/EPE.2016>
- Venkatachalam K., Sullivan C., Abdallah T., Tacca H. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only steinmetz parameters. *2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Proceedings*. University of Puerto Rico at Mayaguez, 2002, pp. 36-41.
- Sullivan C. R., Harris J. H., Herbert E. Core loss predictions for general PWM waveforms from a simplified set of measured data. *Power Electron. Conf. Expo.*, 2010, pp. 1048-1055. <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2010.5433375>
- Biela J., Badstuebner U., Kolar J. W. Impact of power density maximization on efficiency of DC-DC converter systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2009, vol. 24, no. 1, pp. 288-300.
- Miwa Y., Shimizu T. Loss Comparison of Core Materials Used for the Inductor of a Buck-Chopper Circuit. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015. <http://dx.doi.org/10.1109/ECCE.2015.7310402>
- Roshen W. A. A practical, accurate and very general core loss model for nonsinusoidal waveforms. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2007, vol. 22, no. 1, pp. 30-40. <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2005.1453176>
- Semenov B. Yu. *Silovaya elektronika: ot prostogo k slozhnomu* [Power electronics: from simple to hard]. Moscow, Solon-Press, 2005, 416 p. (Rus)

Опис статті для цитування:

Бондаренко О. Ф., Рижаківа Т. О., Кожушко Ю. В. Вдосконалена методика оцінки втрат в імпульсних перетворювачах установок контактної мікросварювання. *Технологія і конструювання в електронній апаратурі*, 2018, № 3, с. 38—42. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2018.3.38>

Cite the article as:

Bondarenko O. F., Ryzhakova T. O., Kozhushko Yu. V. Improved method of evaluating power losses in pulse converters of micro resistance welding machines. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoy Apparature*, 2018, no. 3, pp. 38-42. <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2018.3.38>

О. Г. ТРУБАЄВА¹, М. А. ЧАЙКА², к. т. н. С. М. ГАЛКІН¹,
А. І. ЛАЛАЯНЦ¹, Т. А. НЕПОКУПНА¹

Україна, м. Харків, ¹Інститут сцинтиляційних матеріалів НАН України;

Польща, м. Варшава, ²Інститут фізики ПАН

E-mail: trubaeva.olya@gmail.com

СЦИНТИЛЯЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ НА ОСНОВІ ТВЕРДИХ РОЗЧИНІВ ZnS_xSe_{1-x}

Проведено комплексне дослідження процесу отримання мікрористалічного ZnS_xSe_{1-x} із суміші порошоків ZnS та $ZnSe$ з різним вмістом вихідних компонентів. Показано, що додавання плавня $NaCl$ у кількості 2% від загальної маси суміші сприяє протіканню реакції твердофазного синтезу. Оптимальним складом твердого розчину прийнято $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$. Інтенсивність рентгенолюмінесценції такого зразка у чотири рази більша, ніж «класичного» $ZnSe(Al)$. Також було проведено компактування порошоків люмінофорів для отримання композиційних сцинтиляторів ZnS_xSe_{1-x} . Дослідження їхніх оптичних та сцинтиляційних властивостей показали, що найкращі показники мають композиції з вмістом сірки $x = 0,5$ та $x = 0,69$, інтенсивність рентгенолюмінесценції яких у два рази вища, ніж композитів $ZnSe(Al)$ та $ZnSe(Te)$.

Ключові слова: твердий розчин ZnS_xSe_{1-x} , твердофазний синтез, плавень, хлорид натрію, композитний сцинтилятор, рентгенолюмінесценція.

Кристалічні люмінофори на основі A^2B^6 з генерацією випромінювання у видимому діапазоні спектра знаходять досить широке застосування в різних областях радіаційного приладобудування (дозиметрія, інтроскопія, неруйнівний контроль тощо) [1–4]. З цього класу люмінофорів на сьогодні найбільш відомими є сцинтилятори на основі селеніду цинку [4–6], однак їх виробництво досить трудомістке, вимагає великих фінансових витрат, до того ж завдає шкоди екологічному середовищу. Це вимагає пошуку простих у виготовленні, хімічно стійких сцинтиляторів для детектуючих приладів і пристроїв нового покоління, виробництво яких має мінімальний техногенний вплив на навколишнє середовище.

Альтернативою тут може стати створення композиційних матеріалів на основі мікро- та нанокристалічних сцинтиляційних порошоків, отриманих різноманітними методами [7–14]. Їхніми перевагами перед монокристалічними матеріалами є висока однорідність сцинтиляційних параметрів, відсутність необхідності пікселювання композиційного сцинтилятора для багатоканальних фотодетектуючих пристроїв, відсутність обмежень в лінійних розмірах, більша технологічність виготовлення. Також гнучкий композитний сцинтилятор, який максимально щільно прилягає до поверхні фотоприймача будь-якого профілю, може стати альтернативою фотоплівки.

Основою для створення нових люмінофорів стали тверді розчини ZnS_xSe_{1-x} . Ці унікаль-

ні сполуки мають необмежену взаємну розчинність компонентів у всьому інтервалі концентрацій і велику різницю в значеннях ширини забороненої зони — 3,8 еВ для ZnS та 2,6 еВ для $ZnSe$, що дозволяє отримувати матеріали з необхідними властивостями [15–17]. Завдяки цьому, ZnS_xSe_{1-x} можна застосовувати у детекторах гамма- та рентгеновського випромінювання для систем безпеки та неруйнівного контролю. Проте на сьогодні композиційні матеріали на основі твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} є недостатньо вивченими, і питання про можливість їх використання в області радіаційного приладобудування залишається відкритим.

Метою даної роботи є отримання композиційних сцинтиляторів нового типу на основі твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} та дослідження їх властивостей у порівнянні з відомими сцинтиляторами $ZnSe(Te)$ та $ZnSe(Al)$.

Отримання зразків та методи досліджень

Твердофазний синтез ZnS_xSe_{1-x} проводили шляхом спікання суміші порошоків ZnS і $ZnSe$ в горизонтальній печі в кварцовому реакторі в атмосфері інертного аргону. Застосування аргону підвищує ефективність утворення твердого розчину завдяки протіканню хімічних реакцій, що призводять до руйнування шару ZnO , який обмежує швидкість спікання [18, 19]. Прожарювання зразків здійснювалося в одну стадію за температури 900°C, тривалість синтезу становила 5 годин. Умови спікання обирались

з урахуванням розміру гранул і розрахункової швидкості протікання твердофазної реакції.

Особлива увага під час синтезу матеріалів приділялась дотриманню високої чистоти вихідних реактивів, лабораторного посуду та робочого простору, оскільки сторонні домішки можуть негативно вплинути на люмінесцентні властивості отримуваних зразків. Як вихідні компоненти використовувалася суміш розмеленого кристала селеніду цинку CVD та порошку сульфїду цинку чистотою 5N з різним ваговим співвідношенням компонентів і розміром частинок.

Для дослідження впливу вмісту сірки на сцинтиляційні параметри зразків були отримані тверді розчини ZnS_xSe_{1-x} , склад яких змінювався у широкому діапазоні: від $x = 0,07$ до $x = 0,86$. Крім того, були досліджені зразки однакового складу, виготовлені з порошків з різним розміром часток: 200–250 мкм, 140–200 мкм, 140–80 мкм і менше 80 мкм.

Слід зазначити, що без використання плавля синтез сполук ZnS і ZnSe не відбувається і твердий розчин не утворюється, а за використання мінералізуючих речовин подібні сполуки (галогеніди, фосфати, сульфати тощо) створюють псевдозріджений шар і тим самим сприяють кращому проникненню елементів-активаторів в основу люмінофора [20–27]. Крім того, застосування плавля дозволяє створити необхідні дефекти (пастки) за рахунок введення в матрицю сполук катіонної і аніонної складових, що призводить до підвищеної щільності заряду по всьому об'єму кристала [26, 27]. Це також сприяє зниженню температури синтезу люмінесцентних композицій, що робить процес більш ефективним і дозволяє продовжити термін служби використовуваних тиглів і нагрівальних елементів.

У зв'язку зі сказаним, для кращого сплаву речовин, більш повного проходження реакції твердофазного синтезу та посилення бажаних смуг в спектрі люмінесценції в шихту був доданий NaCl у кількості 2% від загальної маси. (Вибір саме NaCl обумовлений тим, що він має низьку температуру плавлення – 801°C [28, 29], утворює розплав, який сприяє кращій дифузії реагентів та прискорює протікання реакції, а також добре розчиняється у воді, завдяки чому залишки цієї сполуки легко можна видалити з готового продукту.)

Після відпаду зразків повноту протікання твердофазних реакцій спікання ZnS і ZnSe контролювали за даними вимірів спектрів їх дифузного відбивання. Застосування цього методу пов'язане з тим, що для твердих розчинів на основі A^2B^6 , в тому числі і для ZnS_xSe_{1-x} , характерною є залежність ширини забороненої зони від складу, що можна оцінити зі спектрів дифуз-

ного відбивання по положенню краю фундаментальної смуги поглинання. Про повноту проходження реакції можна судити за формою кривої дифузного відбивання, тобто за наявності на неї перегинів, які утворюються внаслідок складання смуг поглинання від декількох сполук в суміші, що більшою мірою проявляється в області короткохвильового оптичного краю фундаментальної смуги поглинання твердого розчину.

Зразки композитних матеріалів отримували з суміші порошків ZnS і ZnSe, яка перемішувалася з клеєм СКТН у відсотковому співвідношенні 80:20.

Для вимірів фазового складу сульфоселенідних сполук використовувався дифрактометр високої роздільної здатності Philips X'PERT PRO ALPHA-1 MPD, що працює в режимі безперервного сканування, оснащений рентгенівською трубкою з мідним анодом із застосуванням випромінювання $CuK\alpha 1$.

Спектри рентгенолюмінесценції реєстрували із застосуванням спектрофотометричного комплексу КСВУ-23. Як джерело рентгенівського випромінювання використовувався рентгенівський апарат РЕІС-І (Cu, $U = 10 - 45$ кВ).

Відносний світловихід був виміряний на стенді СІСК, який включав рентгенівське джерело РАП-150, двокоординатну систему переміщення на основі графобудівника, фотоприймач (кремнієвий фотодіод розміром 5×5 мм) з інструментальним підсилювачем постійного струму і комп'ютер.

Дослідження твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x}

Наведені на **рис. 1** спектри дифузного відбивання твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} , синтезованих з додаванням NaCl, свідчать про те, що реакція твердофазного синтезу відбулася повністю,

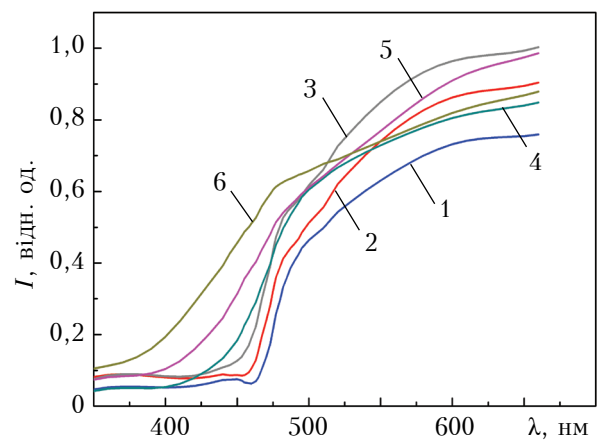


Рис. 1. Спектри дифузного відбивання твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} з різною концентрацією сірки: 1 – ZnSe CVD; 2 – $ZnS_{0,14}Se_{0,86}$; 3 – $ZnS_{0,27}Se_{0,73}$; 4 – $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$; 5 – $ZnS_{0,5}Se_{0,5}$; 6 – $ZnS_{0,69}Se_{0,31}$

оскільки на краю спектрів відсутні перегини. Як видно з рисунку, зі збільшенням вмісту сірки край фундаментальної смуги поглинання зсувається у короткохвильову область через збільшення ширини забороненої зони.

На механізм перерозподілу енергії в потрійній системі AB_xC_{1-x} і концентрацію точкових дефектів сильно впливає концентрація домішки у сполуці. На **рис. 2** для твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} з різною концентрацією сірки представлено спектри люмінесценції, віднесеної до максимальної інтенсивності люмінесценції кристала $ZnSe(Al)$ у досліджуваному діапазоні. Тут видно, що для всіх зразків спостерігається смуга світіння в області 590–615 нм. Зі збільшенням концентрації сірки спектр зсувається у короткохвильову область, що пов'язане зі зростанням ширини забороненої зони, а інтенсивність рентгенолюмінесценції зростає. З досліджуваних зразків найкращі показники показав твердий розчин $ZnS_{0,86}Se_{0,14}$, в якому формується оптимальна концентрація потрійних комплексів $V_{Zn}Zn_iO_{Se}$.

Як видно з рис. 2, положення смуги рентгенолюмінесценції кристалів $ZnSe(Al)$ і твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} є однаковим, воно відповідає світінню потрійного комплексу $V_{Zn}Zn_iO_{Se}$. Отже, очевидно, що механізм радіаційних переходів цих матеріалів ідентичний [9, 30].

Слід зазначити, що за результатами рентгенофазового аналізу було встановлено, що всі досліджувані зразки мали кубічну решітку сфалериту.

Енергетичне розрізнення і швидкість детектора визначається величиною післясвітіння. Як видно з наведених у **таблиці** даних, найбільший рівень післясвітіння — 7,87% через 5 мс — спо-

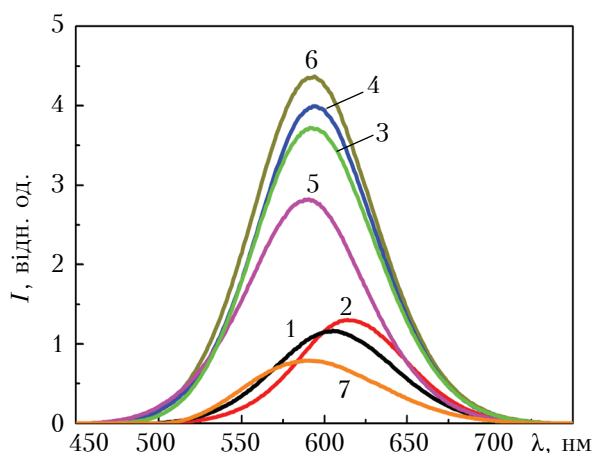


Рис 2. Спектри рентгенолюмінесценції твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} з різною концентрацією сірки та кристалу $ZnSe(Al)$:

1 — $ZnS_{0,21}Se_{0,79}$; 2 — $ZnS_{0,27}Se_{0,73}$; 3 — $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$; 4 — $ZnS_{0,5}Se_{0,5}$; 5 — $ZnS_{0,69}Se_{0,31}$; 6 — $ZnS_{0,86}Se_{0,14}$; 7 — $ZnSe(Al)$

Післясвітіння зразків твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} з різною концентрацією сірки

Зразок	Післясвітіння, %, через:			
	5 мс	10 мс	20 мс	25 мс
$ZnS_{0,07}Se_{0,93}$	0,73	0,44	0	0
$ZnS_{0,14}Se_{0,86}$	0,97	0,85	0	0
$ZnS_{0,21}Se_{0,79}$	1,35	0,45	0,15	0
$ZnS_{0,27}Se_{0,73}$	1,58	0,71	0	0
$ZnS_{0,33}Se_{0,67}$	1,62	0,96	0	0
$ZnS_{0,39}Se_{0,61}$	3,49	1,95	0,84	0
$ZnS_{0,5}Se_{0,5}$	3,54	1,83	1,72	1,35
$ZnS_{0,69}Se_{0,31}$	5,99	3,86	3,35	2,59
$ZnS_{0,86}Se_{0,14}$	7,87	6,05	4,98	4,05

стерігається у зразка $ZnS_{0,86}Se_{0,14}$, що, ймовірно, пов'язане з великою концентрацією вільних електронів, які не беруть участь у рекомбінації [31, 32]. Збільшення вмісту селену призводить до зменшення післясвітіння за рахунок утворення акцепторних центрів, які діють як центри захоплення вільних електронів [32]. Найменше значення післясвітіння — близько 0,7% через 5 мс — було виявлено для зразка $ZnS_{0,07}Se_{0,93}$.

Оскільки тверді розчини з великим вмістом сірки мали великий рівень післясвітіння, як оптимальний був обраний склад $x = 0,39$, тобто $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$. Для такого вмісту сірки були проведені дослідження щодо впливу розміру частинок вихідних порошків на сцинтиляційні властивості синтезованого з них твердого розчину.

Як видно з **рис. 3**, зі зростанням розміру частинок спектр зсувається в довгохвильову об-

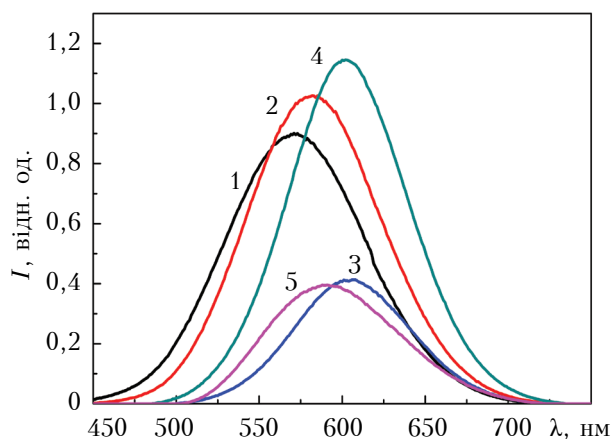


Рис 3. Спектри рентгенолюмінесценції твердих розчинів $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$, синтезованих з порошків з різним розміром частинок, та кристалу $ZnSe(Al)$:

1 — 200–250 мкм; 2 — 140–200 мкм; 3 — 80–140 мкм; 4 — менше 80 мкм; 5 — $ZnSe(Al)$

ласть, а найбільша інтенсивність рентгенолюмінесценції відповідає зразку з розміром частинок менше 80 мкм.

Для отримання більш повної картини були проведені рентгеноструктурні дослідження твердих розчинів $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$, синтезованих з плавнем NaCl з порошоків з розміром частинок менше 80 мкм та 200–250 мкм. На **рис. 4** наведено експериментальні дифрактограми зразків разом з теоретичною кривою, побудованою за методом Рітвельда, та їх різниця. Було зроблено уточнення структури для зразків $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$ для повного кутового діапазону (від 14 до 159° з кроком $0,016713^\circ$). Як було сказано вище, всі тверді розчини ZnS_xSe_{1-x} мають кубічну структуру сфалерит, але тверді розчини $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$ з розміром частинок менше 80 мкм (**рис. 4, а**) є більш однорідними за складом, ніж з розміром частинок 200–250 мкм (**рис. 4, б**), тобто процес протікання твердофазної реакції в них більш ефективний.

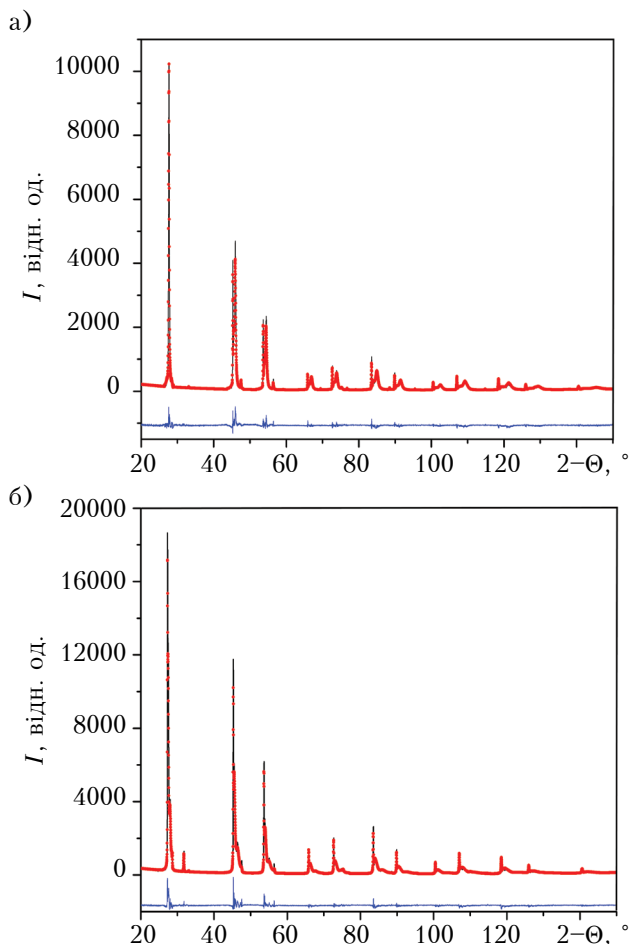


Рис. 4. Рентгенівські дифрактограми твердих розчинів $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$, синтезованих з порошоків з розміром частинок менше 80 мкм (*а*) та 200–250 мкм (*б*)

(нижні криві — різниця між теоретично розрахованою за методом Рітвельда та отриманою експериментально дифрактограмами)

Дослідження композитів ZnS_xSe_{1-x}

Оскільки було встановлено, що сцинтиляційні характеристики твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} тим кращі, чим більший вміст сірки, композитні матеріали для досліджень були виготовлені за значень $x = 0,39; 0,50; 0,69; 0,86$. Порівняння проводилося з «класичними» композиційними матеріалами ZnSe(Te) та ZnSe(Al) тих самих розмірів та виготовлених в аналогічних умовах.

З наведених на **рис. 5** спектрів рентгенолюмінесценції видно, що смуга світіння досліджуваних композитів розташована в області 575–590 нм, а їхня інтенсивність світіння вища за ZnSe(Te) і ZnSe(Al). При цьому найбільшу інтенсивність рентгенолюмінесценції показали зразки $ZnS_{0,5}Se_{0,5}$ та $ZnS_{0,69}Se_{0,31}$.

Також було проведено дослідження відносно го світлового виходу композиційних матеріалів, яке показало, що для всіх досліджуваних зразків він в два та більше разів вищий, ніж композиту ZnSe(Al). На **рис. 6** видно, що світловихід зростає зі збільшенням вмісту сірки, і най-

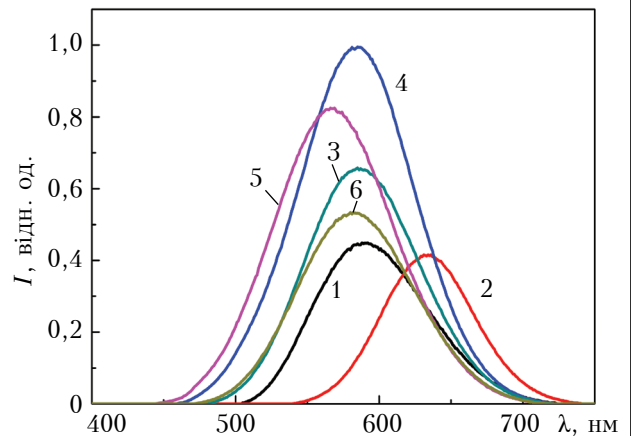


Рис 5. Спектри рентгенолюмінесценції композитів ZnSe(Te), ZnSe(Al) та ZnS_xSe_{1-x} з різним вмістом сірки: 1 — ZnSe(Al); 2 — ZnSe(Te); 3 — $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$; 4 — $ZnS_{0,5}Se_{0,5}$; 5 — $ZnS_{0,69}Se_{0,31}$; 6 — $ZnS_{0,86}Se_{0,14}$

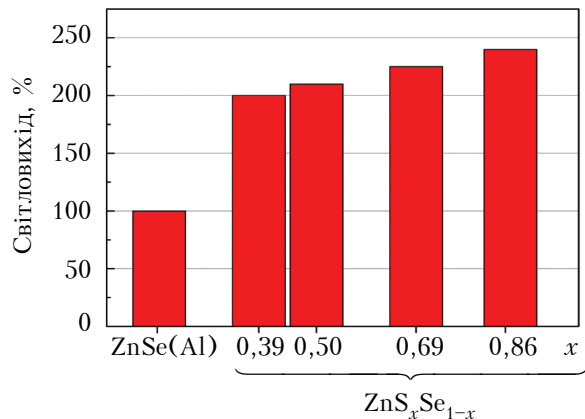


Рис 6. Величина світлового виходу композитів ZnS_xSe_{1-x} з різним вмістом сірки x , віднесена до світлового виходу ZnSe(Al)

більша його величина відповідає зразку з максимальним вмістом сірки, тобто $ZnS_{0,86}Se_{0,14}$.

Висновки

Дослідження сцинтиляційних властивостей зразків твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} в широкому інтервалі значень x (від 0,07 до 0,86), синтезованих з додаванням плавня NaCl, показали можливість отримання матеріалу з інтенсивною люмінесценцією у порошковому вигляді. Встановлено, що зі збільшенням вмісту сірки зростає інтенсивність рентгенолюмінесценції та післясвітіння твердого розчину, тому за оптимальний склад обрано $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$. Інтенсивність рентгенолюмінесценції таких зразків у чотири рази більша, ніж «класичного» $ZnSe(Al)$. Також виявлено, що на інтенсивність рентгенолюмінесценції впливає розмір частинок вихідної суміші порошоків: за умов однакового вмісту сірки інтенсивність тим більша, чим менше розмір цих частинок. Це так само стосується і структурної однорідності синтезованих зразків.

Дослідження композитів ZnS_xSe_{1-x} показали, що найкращі сцинтиляційні властивості мають зразки з $x = 0,5$ та $x = 0,69$, їхній світловий вихід та інтенсивність рентгенолюмінесценції більш ніж в два рази перевищують показники «класичних» композитів $ZnSe(Al)$ та $ZnSe(Te)$.

Отримані результати можуть бути використані при виготовленні ефективних сцинтиляційних матеріалів на основі твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} .

ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА

- Mizetskaya I.B., Oleinik G.S. Physical and chemical principles of the single crystals synthesis of semiconductor solid solutions of A^2B^6 compounds. — Київ: Наукова думка, 1984.
- Katrunov K., Lalaiants O., Baumer V. et al. Peculiarities of scintillation materials based on $ZnS-ZnTe$ solutions // *Functional Materials*. — 2013. — Vol. 20, N3. — P. 384–389. — <https://doi.org/10.15407/fm.20.03.384>
- Старжинский Н.Г. Сцинтилляторы на основе соединений $A^{II}B^{VI}$. Получение, свойства и особенности получения. — Харьков: Институт монокристаллов, 2007.
- Fischer A.G. Preparation and properties of ZnS -type crystals from the melt // *Journal of Electrochemistry Society*. — 1959. — Vol. 106, N 9. — P. 838–839. — <https://doi.org/10.1149/1.2427507>
- Ryzhikov V., Chernikov V., Gal'chinetskii L. et al. The use of semiconductor scintillation crystals $A^{II}B^{VI}$ in radiation instruments // *Journal of Crystal Growth*. — 1999. — Vol. 197. — P. 655–658. — [https://doi.org/10.1016/S0022-0248\(98\)00771-4](https://doi.org/10.1016/S0022-0248(98)00771-4)
- Trubaieva O.G., Lalayants A., Chaika M.A. Band gap change of bulk ZnS_xSe_{1-x} semiconductors by controlling the sulfur content // *Ukrainian Journal of Physics*. — 2018. — Vol. 63, N 1. — P. 33–37. — <https://doi.org/10.15407/ujpe63.01.0033>
- Galkin. S.N., Galchinetsky L.P., Katrunov K.A. The formation of $CdS_{1-x}Te_x$ solid solutions by sintering of CdS and $CdTe$ powders // *Inorganic materials*. — 1992. — Vol. 28. — P. 2058–2062.
- Wreigh H., Barnard W., Heelbig J. Solid solutions in the systems $ZnS-ZnSe$ and $PbS-PbSe$ at $300^\circ C$ and above. *American Mineralogist*. — 1965. — Vol. 50. — P. 1802–1815.
- Гургула, Г.Я., Бойчук, В.М., Вадюк, М.П., Фрейк, Н.Д. Кристалохімія точкових дефектів твердих розчинів ZnS_xS_{1-x} // *Фізика і хімія твердого тіла*. — 2011. — Т. 12, № 2. — С. 395–401.
- Wooley J.C., Ray B. Solid solution in $A^{II}B^{VI}$ tellurides // *Journal of Physics and Chemistry of Solids*. — 1960. — Vol. 13, N 1–2. — P. 151–153. — [https://doi.org/10.1016/0022-3697\(60\)90135-9](https://doi.org/10.1016/0022-3697(60)90135-9)
- Singh N.B., Ching-Hua Su, Bradley A. Optical and morphological characteristics of zinc selenide-zinc sulfide solid solution crystals // *Optical Materials*. — 2016. — Vol. 60, N 10. — P. 474–480. — <https://doi.org/10.1016/j.optmat.2016.08.031>
- Hajj Hussein R., Pagus O., Firszt F. et al. Near-forward Raman study of a phonon-polariton reinforcement regime in the $Zn(Se,S)$ alloy // *Journal of Applied Physics*. — 2014. — Vol. 116, N 8. — P. 083511. — <https://doi.org/10.1063/1.4893322>
- Hussein R.H., Pagés O., Doyen-Schuler S. et al. Percolation-type multi-phonon pattern of $Zn(Se, S)$: Backward/forward Raman scattering and ab initio calculations // *Journal of Alloys and Compounds*. — 2015. — Vol. 644. — P. 704–720. — <https://doi.org/10.1016/j.jallcom.2015.04.078>
- Морозова Н.К. Селенид цинка. Получение и оптические свойства. — Москва: Наука, 1992.
- Katsumi Mochizuki. Vapor growth and stoichiometry control of zinc sulfo-selenide // *Journal of Crystal Growth*. — 1982. — Vol. 58. — P. 87–94. — [https://doi.org/10.1016/0022-0248\(82\)90213-5](https://doi.org/10.1016/0022-0248(82)90213-5)
- Koshkin V.M., Dulfan A.Ya, Ganina N.V. Tellurium, sulfur, and oxygen isovalent impurities in $ZnSe$ semiconductor // *Functional Materials*. — 2002. — Vol. 9, N 3. — P. 438–441.
- Берченко Н.Н., Кревс В.Е., Средин В.Г. Полупроводниковые твердые растворы и их применение. Справочные таблицы. — Москва: Воениздат, 1982.
- Кулаков М.П., Фадеев А.В. Окисление механически полированного селенида цинка при нагревании на воздухе // *Известия. АН СССР. Неорганические материалы*. — 1988. — Т. 19, № 3. — С. 347.
- Зуев А.П., Кулаков М.П., Фадеев А.В. Содержание кислорода в кристаллах ZnS , $ZnSe$ и CdS , выращенных из расплава // *Известия. АН СССР. Неорганические материалы*. — 1981. — Т. 17, № 7. — С. 1159.
- Hye-Jin Sung, Young-Sik Cho, Young-Duk Huh, Young Rag Do. Preparation, characterization and photoluminescence properties of $Ca_{1-x}Sr_xS:Eu$ red-emitting phosphors for a white LED // *Bulletin of the Korean Chemical Society*. — 2007. — Vol. 28. — P. 1280–1284. — <https://doi.org/10.5012/bkcs.2007.28.8.1280>
- Dongdong Jia, Jing Zhu, Boqun Wu. Trapping centers in $CaS:Bi^{3+}$ and $CaS:Eu^{2+}, Tm^{3+}$ // *Journal of the Electrochemical Society*. — 2000. — Vol. 147. — P. 386–389. — <https://doi.org/10.1149/1.1393205>
- Lee Park H., Hwang Y.H. Physics of alkaline-earth sulfide phosphors // *Chinese journal of physics*. — 1995. — Vol. 28, N 1. — P. 105–113. — <https://doi.org/10.6122/CJP>
- Dongdong Jia, Xiao-jun Wang. Alkali earth sulfide phosphors doped with Eu^{2+} and Ce^{3+} for LEDs // *Optical Materials*. — 2007. — Vol. 30. — P. 375–379. — <https://doi.org/10.1016/j.optmat.2006.11.061>
- Thiyagarajan P., Kottaisamy M., Sethupathi K. Preparation and luminescent properties of $SrS:Ce$ by addition of sulphur as a co-activator in $SrSO_4:Ce(SO_4)_2 \cdot 4H_2O$ by carbothermal reduction // *Proceedings of the Materials Research Society*. — 2004. — Vol. 829. — P. 331–337. — <https://doi.org/10.1557/PROC-829-B2.33>
- Jiayue Sun, Randi Sun, Haiyan Du. Synthesis and characterization of nanosized phosphor $SrS:Eu^{2+}, Sm^{3+}$ by a hydrothermal process // *Advanced Materials Reseach*. — 2011. — Vol. 295–297. — P. 531–534. — <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMR.295-297.531>
- Yoshiyuki Kojima, Takeshi Toyama. Effect of strontium and lithium ions on afterglow time of red-emitting $CaS:Eu^{2+}, Pr^{3+}$ phosphor upon visible-light irradiation // *Journal of Alloys and Compounds*. — 2008. — Vol. 4. — P. 1–5. — <https://doi.org/10.1016/j.jallcom.2008.07.079>
- Pitale S.S., Sharma S.K., Dubey R.N., Qureshi M.S., Malik M.M. TL and PL studies on defect-assisted green luminescence from doped 147 strontium sulfide

phosphor // Journal of Luminescence. — 2008. — Vol. 128. — P. 1587–1594. — <https://doi.org/10.1016/j.jlumin.2008.03.002>

28. Волков А.И., Жарский И.М. Большой химический справочник. — Минск.: Современная школа, 2005.

29. Карапетьянц М.Н. Химическая термодинамика. — Москва: Химия, 1975.

30. Георгобиани А.Н., М.Б. Котляревский. Проблема управления составом точечных дефектов в соединениях $A^{IV}B^{VI}$. Физика соединений $A^{IV}B^{VI}$ // Сборник научных трудов. — Москва: Наука, 1986. — С. 72–108.

31. Watkins G.D. Intrinsic defects in II–VI semiconductors // Journal of Crystal Growth. — 1996. — Vol. 159, iss. 1–4. — P. 338–344. — [https://doi.org/10.1016/0022-0248\(95\)00680-X](https://doi.org/10.1016/0022-0248(95)00680-X)

32. Hopfield J.J., Thomas D.G., Lynch R.T. A review of radioactive recombination at isoelectronic donors and acceptors // Journal of the Physical Society of Japan. — 1966. — Vol. 21. — P. 265–271. — <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.17.312>.

Дата поступления рукописи
в редакцию 07.06 2018 г.

О. Г. ТРУБАЕВА¹, М. А. ЧАЙКА², С. Н. ГАЛКИН¹,
А. И. ЛАЛАЯНЦ¹, Т. А. НЕПОКУПНАЯ¹

Украина, г. Харьков, ¹Институт сцинтилляционных материалов НАН Украины;
Польша, г. Варшава, ²Институт физики ПАН
E-mail: trubaeva.olya@gmail.com

СЦИНТИЛЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ НА ОСНОВЕ ТВЕРДЫХ РАСТВОРОВ ZnS_xSe_{1-x}

Проведено комплексное исследование процесса получения образцов микрокристаллического ZnS_xSe_{1-x} из смеси исходных порошков ZnS и $ZnSe$ с различным содержанием исходных компонентов. Показано, что добавление плавня $NaCl$ в количестве 2% от общей массы смеси способствует протеканию реакции твердофазного синтеза. Оптимальным составом твердого раствора выбран $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$, имеющий в четыре раза большую интенсивность рентгенолюминесценции, чем «классический» $ZnSe(Al)$. Также было проведено компактирование порошков люминофоров для получения композиционных сцинтилляторов ZnS_xSe_{1-x} . Исследование их оптических и сцинтилляционных свойств показали, что лучшие показатели имеют композиты $ZnS_{0,5}Se_{0,5}$ и $ZnS_{0,69}Se_{0,31}$, интенсивность рентгенолюминесценции которых в два раза выше, чем композитов $ZnSe(Al)$ и $ZnSe(Te)$.

Ключевые слова: твердый раствор ZnS_xSe_{1-x} , твердофазный синтез, плавление, хлорид натрия, композитный сцинтиллятор, рентгенолюминесценция.

DOI: 10.15222/ТКЕА2018.3.43
UDC 535-34; 535-36

О. Г. ТРУБАЕВА¹, М. А. ЧАЙКА², С. Н. ГАЛКИН¹,
А. И. ЛАЛАЯНЦ¹, Т. А. НЕПОКУПНАЯ¹

Ukraine, Kharkiv, ¹Institute of Scintillation Materials of the National Academy of Sciences of Ukraine;
Poland, Warsaw, ²Institute of Physics, PAS
E-mail: trubaeva.olya@gmail.com

SCINTILLATION MATERIALS BASED ON ZnS_xSe_{1-x} SOLID SOLUTIONS

Composite materials based on ZnS_xSe_{1-x} solid solutions are promising materials for gamma and X-ray detectors. However, influence of compositions and particle size on scintillation properties is unclear, which prevents their application. This paper reports on the complex study of microcrystalline ZnS_xSe_{1-x} powdered scintillations, prepared by solid phase synthesis from ZnS and $ZnSe$ initial compounds. ZnS_xSe_{1-x} solid solutions were obtained in the range of x from 0.07 to 0.86 and in the following sizes: 200–250, 140–200, 140–80 μm , and less than 80 μm .

X-ray diffractions of powder ZnS_xSe_{1-x} shows formation of a cubic lattice of sphalerite structure. ZnS_xSe_{1-x} powders demonstrate a presence of a luminescence band in the 590–615 nm regions, while an increase in sulfur concentration leads to a shift of the maximum intensity of X-ray induced luminescence to the short-wave region, which is associated with an increase of the band gap width. The best parameters of X-ray induced luminescence are obtained for the solid solution with 39 at.% of sulfur. The $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$ solid solutions obtained under these conditions have an X-ray induced luminescence intensity that is 4 times higher than that of $ZnSe(Al)$ single crystal and a relatively low level of afterglow.

In ZnS_xSe_{1-x} solid solutions, increasing of particle size leads to shifts of the X-ray induced luminescence to the longwave region. The highest intensity of the X-ray induced luminescence corresponds to the $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$ composition with the particle size of less than 80 μm . Also, $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$ solid solutions, with particle size less than 80 microns, are more homogeneous in composition, which is why the process of solid phase reaction in them passes more efficiently.

It is shown that the ZnS_xSe_{1-x} composite scintillators can be used as gamma and X-ray detectors. It has been established that the effectiveness of these materials depends on their composition. $ZnS_{0,5}Se_{0,5}$ and $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$

composites demonstrate the best scintillation characteristics, with twice as high an efficiency as that of the «commercial» ZnSe(Al) composite.

Key words: ZnS_xSe_{1-x} solid solution, solid phase synthesis, sodium chloride, composite scintillator, X-ray induced luminescence.

REFERENCES

- Mizetskaya I. B., Oleinik G. S. *Physical and chemical principles of the single crystals synthesis of semiconductor solid solutions of A²B⁶ compounds*. Kiev, Naukova dumka, 1984.
- Katrunov K., Lalaunts O., Baumer V., Galkin S., Galchinetskii L., Brilyova Y. Peculiarities of scintillation materials based on ZnS–ZnTe solid solutions. *Functional materials*, 2013, vol. 20, iss. 3, pp. 384-389. <https://doi.org/10.15407/fm20.03.384>
- Starzhinskiy N.G. *Scintillators based on A^{II}B^{VI} compounds. Receipts, properties and features of obtaining*. Kharkov, Institute for Single Crystals, 2007.
- Fischer A.G. Preparation and properties of ZnS-type crystals from the melt. *Journal of Electrochemistry Society*, 1959, vol. 106, iss. 9, pp. 838-839. <https://doi.org/10.1149/1.2427507>
- Ryzhikov, V., Chernikov, V., Gal'chinetskii L. et al. The use of semiconductor scintillation crystals A^{II}B^{VI} in radiation instruments. *Journal of crystal growth*, 1999, vol. 197, iss. 3, pp. 655-658. [https://doi.org/10.1016/S0022-0248\(98\)00771-4](https://doi.org/10.1016/S0022-0248(98)00771-4)
- Trubaieva O.G., Lalayants A., Chaika M.A. Band gap change of bulk ZnS_xSe_{1-x} semiconductors by controlling the sulfur content. *Ukrainian Journal of Physics*, 2018, vol. 63, no. 1, pp. 33-37. <https://doi.org/10.15407/ujpe63.01.0033>
- Galkin. S.N., Galchinetsky L.P., Katrunov K.A. The formation of CdS_{1-x}Te_x solid solutions by sintering of CdS and CdTe powders. *Inorganic materials*, 1992, vol. 28, pp. 2058-2062.
- Wreigh H., Barnard W., Heelbig J. Solid solutions in the systems ZnS–ZnSe and PbS–PbSe at 300°C and above. *American Mineralogist*, 1965, vol. 50, pp. 1802-1815.
- Gurgula G.Ya., Bojchuk V.M., Vadyuk M.P., Freik N.D. Crystal chemistry of point defects of the solid solutions ZnSe_{1-x}S_x. *Physics and chemistry of the solid state*, 2011, vol. 12, no. 2, pp. 395-401. (Ukr)
- Woolley J.C., Ray B. Solid solution in A^{II}B^{VI} tellurides. *Journal of Physics and Chemistry of Solids*, 1960, vol. 13, iss. 1-2, pp. 151-153. [https://doi.org/10.1016/0022-3697\(60\)90135-9](https://doi.org/10.1016/0022-3697(60)90135-9)
- Singh N.B., Su C.H., Arnold B., Choa F.S. Optical and morphological characteristics of zinc selenide-zinc sulfide solid solution crystals. *Optical Materials*, 2016, vol. 60, pp. 474-480. <https://doi.org/10.1016/j.optmat.2016.08.031>
- Hajj Hussein R., Pagès O., Firszt F. et al. Near-forward Raman study of a phonon-polariton reinforcement regime in the Zn (Se, S) alloy. *Journal of Applied Physics*, 2014, vol. 116, iss. 8, pp. 083511. <https://doi.org/10.1063/1.4893322>
- Hussein R. H., Pagis O., Doyen-Schuler S. et al. Percolation-type multi-phonon pattern of Zn(Se, S): Backward/forward Raman scattering and ab initio calculations. *Journal of Alloys and Compounds*, 2015, vol. 644, pp. 704-720. <https://doi.org/10.1016/j.jallcom.2015.04.078>
- Morozova N.K. *Selenid tsinka. Poluchenie i opticheskie svoistva* [Zinc selenide. Obtaining and optical properties]. Moscow, Nauka, 1992, 96 p.
- Katsumi Mochizuki. Vapor growth and stoichiometry control of zink sulfo-selenide. *Journal of Crystal Growth*, 1982, vol. 58, pp. 87-94. [https://doi.org/10.1016/0022-0248\(82\)90213-5](https://doi.org/10.1016/0022-0248(82)90213-5)
- Koshkin V.M., Dulfan A.Y., Ganina N.V. et al. Tellurium, sulfur, and oxygen isovalent impurities in ZnSe semiconductor. *Functional materials*, 2002, vol. 9, no. 3, pp. 438-441.
- Berchenko N.N., Krevs V.E., Sedin V.G. *Poluprovodnikovye tverdye rastvory i ikh primenenie. Spravochnye tablitsy* [Semiconductor solid solutions and their application. Reference tables]. Moscow, Voenizdat, 1982, 208 p. (Rus)
- Kulakov M.P., Fadeev A.V. [Oxidation of mechanically polished zinc selenide when heated in air]. *Izvestiya. AN SSSR. Neorganicheskie materialy*, 1988, vol. 19, no. 3, p. 347. (Rus)
- Zuyev A.P., Kulakov M.P., Fadeyev A.V. The oxygen content in ZnS, ZnSe and CdS crystals grown from the melt. *Izvestiya. AN SSSR. Neorganicheskie materialy*, 1981, vol. 17, no. 7, p. 1159. (Rus)
- Sung H.J., Cho Y.S., Huh Y.D., Do Y.R. Preparation, characterization and photoluminescence properties of Ca_{1-x}Sr_xS:Eu red-emitting phosphors for a white LED. *Bulletin of the Korean Chemical Society*, 2007, vol. 28, iss. 8, pp. 1280-1284. <https://doi.org/10.5012/bkcs.2007.28.8.1280>
- Jia D., Zhu J., Wu B. Trapping centers in CaS:Bi³⁺ and CaS:Eu²⁺, Tm³⁺. *Journal of the Electrochemical Society*, 2000, vol. 147, iss. 1, pp. 386-389. <https://doi.org/10.1149/1.1393205>
- Park H.L., Hwang Y.H. Physics of Alkaline-Earth Sulfide Phosphors. *Chinese Journal of Physics*, 1990, vol. 28, iss. 1, pp.105-113. <https://doi.org/10.6122/CJP>
- Jia D., Wang X.J. Alkali earth sulfide phosphors doped with Eu²⁺ and Ce³⁺ for LEDs. *Optical Materials*, 2007, vol. 30, iss. 3, pp. 375-379. <https://doi.org/10.1016/j.optmat.2006.11.061>
- Thiyagarajan P., Kottaisamy M., Sethupathi K., Rao M. S. R. Preparation and luminescent properties of SrS:Ce by addition of sulphur as a co-activator in SrSO₄:Ce(SO₄)₂·4H₂O by carbothermal reduction. *Proceedings of the Materials Research Society*, 2005, vol. 829, pp. 331-337. <https://doi.org/10.1557/PROC-829-B2.33>
- Sun J.Y., Sun R.D., Du H.Y. Synthesis and characterization of nanosized phosphor SrS: Eu²⁺, Sm³⁺ by a hydrothermal process. *Advanced Materials Research*, 2011, vol. 295, pp. 531-534. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMR.295-297.531>
- Kojima Y., Toyama T. Effect of strontium and lithium ions on afterglow time of red-emitting CaS: Eu²⁺, Pr³⁺ phosphor upon visible-light irradiation. *Journal of Alloys and Compounds*, 2009, vol. 475, iss. 1-2, pp. 524-528. <https://doi.org/10.1016/j.jallcom.2008.07.079>
- Pitale S.S., Sharma S.K., Dubey R.N. et. al. TL and PL studies on defect-assisted green luminescence from doped strontium sulfide phosphor. *Journal of Luminescence*, 2008, vol. 128, iss. 10, pp. 1587-1594. <https://doi.org/10.1016/j.jlumin.2008.03.002>
- Volkov A.I., Zarskij I.M. *Bol'shoi khimicheskii spravochnik* [Great chemical directory]. Minsk, Sovremenyaja Shkola, 2005, 605 p. (Rus)
- Karapet'yants M.H. *Khimicheskaya termodinamika* [Chemical thermodynamics]. Moscow, Chemistry, 1975. (Rus)
- Georgobiani A. N. Kotlyarevskiy. [The problem of controlling the composition of point defects in compounds A^{II}B^{VI}. Physics of compounds A^{II}B^{VI}]. *Sbornik nauchnykh trudov*, Moscow, Nauka, 1986, pp. 72-108. (Rus)
- Watkins, G. D. Intrinsic defects in II–VI semiconductors. *Journal of crystal growth*, 1996, vol. 159, iss. 1-4, pp. 338-344. [https://doi.org/10.1016/0022-0248\(95\)00680-X](https://doi.org/10.1016/0022-0248(95)00680-X)
- Hopfield J.J., Thomas D.G., Lynch R.T. Isoelectronic donors and acceptors. *Physical Review Letters*, 1966, vol. 17, iss. 6, pp. 312. <https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.17.312>

Описание статьи для цитирования:

Трубаева О. Г., Чайка М. А., Галкин С. М., Лалаянц А. И., Непокупна Т. А. Сцинтиляційні матеріали на основі твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x}. Технологія і конструювання в електронній апаратурі, 2018, № 3, с. 43–49. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2018.3.43>

Cite the article as:

Trubaieva O. G., Chaika M. A., Galkin S. M., Lalayants A. I., Nepokupna T. A. Scintillation materials based on ZnS_xSe_{1-x} solid solutions. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2018, no. 3, pp. 43-49. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2018.3.43>

РЕЦЕНЗЕНТИ НОМЕРА

Болтенков Віктор Олексійович, канд. техн. наук, доцент, Одеський національний політехнічний університет

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

Панов Леонід Іванович, канд. техн. наук, професор, Одеський національний політехнічний університет

Сидорець Володимир Миколайович, докт. техн. наук, провідний науковий співробітник, Інститут електрозварювання ім. Є. О. Патона НАН України, м. Київ

Сиворотка Ігор Михайлович, нач. відділу фізики і технології кристалів, НВП «Електрон-Карат», м. Львів

Шпотюк Олег Йосипович, докт. фіз.-мат. наук, заст. ген. директора з наукової роботи, НВП «Електрон-Карат», м. Львів

1. До розгляду приймаються статті прикладної спрямованості українською, російською або англійською мовою, що не були опубліковані раніше і не були передані для публікації в інші видання.
 2. В журналі публікуються науково-практичні та експериментальні роботи з наступних тематичних напрямків:
 - Сучасні електронні технології;
 - Нові компоненти для електронної апаратури;
 - Електронні засоби: дослідження, розробки;
 - НВЧ-техніка;
 - Системи передачі та обробки сигналів;
 - Мікропроцесорні пристрої та системи;
 - Енергетична електроніка;
 - Напівпровідникова світлотехніка;
 - Біомедична електроніка;
 - Сенсоелектроніка;
 - Функціональна мікро- та наноелектроніка;
 - Забезпечення теплових режимів;
 - Технологічні процеси та обладнання;
 - Матеріали електроніки;
 - Метрологія. Стандартизація.
 3. Усі матеріали, які надходять до редакції, піддаються двосторонньому закритому рецензуванню.
 4. В разі виявлення плагіату або фальсифікації результатів стаття відхиляється.
 5. Редакція не стягує плату за опублікування рукопису та не виплачує авторський гонорар.
 6. Обов'язковою умовою для прийняття статті до друку є її відповідність загальноприйнятим нормам побудови наукової публікації, тобто в ній мають бути:
 - опис проблеми в загальному вигляді, обґрунтування необхідності проведення дослідження;
 - аналіз публікацій за останні 3–5 років, в яких розглядається описана проблема;
 - чітко сформульована мета роботи;
 - основна частина з обговоренням та інтерпретацією результатів;
 - висновки із зазначенням отриманих результатів (у кількісних показниках, якщо такі є), рекомендацій щодо їх практичного використання, а також напрямку подальших досліджень.
- Крім цього, редакцію цікавлять наступні аспекти:
- доцільність таблиць, ілюстрацій, у т. ч. відсутність дублювання наведеної в них інформації;
 - адекватність використання літературних джерел;
 - точність термінології;
 - композиція рукопису, в т. ч. виправданість обсягу.
7. Стаття має бути чітко структурована, а поставлена задача, висновки і назва — узгоджені між собою.
 8. При написанні статті слід звернути увагу на наступне:
 - **назва роботи** має бути чіткою, інформативною і водночас, по можливості, короткою;
 - **ключові слова** мають бути підібрані так, щоб ймовірність знаходження статті через пошукові системи була якомога вище;

– **анотація** має бути досить лаконічною (від 50 до 100 слів) і одночасно інформативною, відповідати змісту статті і демонструвати, що зроблено в роботі, а також містити усі наведені ключові слова;

– **опис результатів**, представлених на рисунках, має включати в себе інтерпретацію цієї інформації, а не зводитися до дублювання підписів під рисунками або до простого опису наведених залежностей. Наприклад, замість таких неінформативних фраз, як «На рис. 1 наведено графік залежності А від В. З рисунка видно, що при зростанні В значення А монотонно зменшується.», слід дати пояснення типу «Як видно з рис. 1, за зростання В значення А монотонно зменшується, що свідчить про те, що ... »;

– **висновки** не мають повторювати анотацію — в них потрібно привести результати роботи (а не короткий зміст статті). Правильно сформулювати висновки допоможуть такі фрази, як «Проведене дослідження показало, що ...», «Авторами встановлено, що ...», «Розроблена методика дозволяє ...» тощо.

9. Список **«Використані джерела»** (зразок див. на сайті журналу) формується у порядку їх згадування в тексті. При цьому потрібно мати на увазі наступне:

– обов'язкова наявність посилань на статті та монографії останніх 3–5 років, у тому числі зарубіжних авторів;

– не рекомендується включати в список літератури посилання на такі нормативні документи, як укази, акти тощо — якщо без цього не можна обійтися, краще згадати їх безпосередньо в тексті статті;

– бажано уникати посилань на важкодоступні публікації або на недовговічні Інтернет-джерела;

– при посиланні у тексті на числові значення, формули та інші фактичні дані, запозичені з книг, слід вказувати не тільки саму книгу, але і сторінку (наприклад, [2, с. 418]).

10. Після статті потрібно привести тематичну інформацію (назва, ПІБ авторів, місце роботи, анотацію і ключові слова) українською, англійською та російською мовами. При цьому перекладні варіанти анотації мають бути представлені у розширеному вигляді (200–250 слів) і відображати всі структурні розділи (актуальність теми, постановку задачі, опис рішення, висновки і практичну значущість).

11. Редакція не ставить жорстких вимог до обсягу статті — головне, щоб він був виправданий. Як правило, тексти статей в «ТКЕА» займають від трьох до шести журнальних сторінок, що відповідає 7–15 сторінкам, набраним у текстовому редакторі Microsoft Word, шрифт Times New Roman, розмір 12, міжрядковий інтервал 1,5.

12. При наборі тексту статті допускається використання програм типу MathType тільки у тих випадках, коли Word безсилий, наприклад при наборі спеціальних знаків над літерними позначеннями, підкоренових виразів, меж інтегрування, підсумовування тощо.

13. Одиниці виміру всіх величин мають відповідати сучасним вимогам, а термінологія — загальноприйнятій. Всі використані символи та аббревіатури потрібно пояснити при першому їх згадуванні у тексті.

14. З точки зору зручності верстки бажано, щоб **обсяг ілюстрацій не перевищував 40%** від загального обсягу статті.

15. На початку статті, крім її назви та інформації про авторів (ПІБ, вчені ступені, місце роботи, e-mail), необхідно вказати індекс згідно Універсальної десятикової класифікації (УДК).

16. Матеріали статті надсилаються на e-mail <tkea@optima.com.ua>. У тексті листа потрібно вказати ПІБ авторів, назву статті та відповідний тематичний напрямок (див. п. 2), а до листа прикріпити підписані Авторську угоду та Картку автора.

17. При цитуванні статей з журналу «ТКЕА» його назва на латиниці має бути представлена транслітерацією, а саме: **«Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature»**.

Р. s. Для контролю виконання вимог щодо змісту статті автори можуть скористатися критеріями, за якими рукопис буде оцінюватися рецензентом (див. бланк рецензії на сайті).

К статье
«Сцинтиляційні матеріали на основі
твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} »

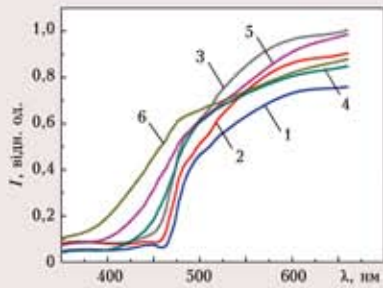


Рис. 1. Спектри дифузного відбивання твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} з різною концентрацією сірки: 1 – ZnSe CVD; 2 – $ZnS_{0,14}Se_{0,86}$; 3 – $ZnS_{0,27}Se_{0,73}$; 4 – $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$; 5 – $ZnS_{0,5}Se_{0,5}$; 6 – $ZnS_{0,69}Se_{0,31}$

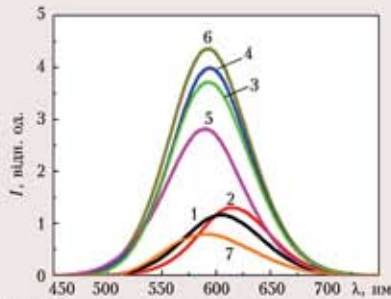


Рис. 2. Спектри рентгенолюмінесценції твердих розчинів ZnS_xSe_{1-x} з різною концентрацією сірки та кристалу ZnSe(Al): 1 – $ZnS_{0,31}Se_{0,79}$; 2 – $ZnS_{0,27}Se_{0,73}$; 3 – $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$; 4 – $ZnS_{0,5}Se_{0,5}$; 5 – $ZnS_{0,69}Se_{0,31}$; 6 – $ZnS_{0,86}Se_{0,14}$; 7 – ZnSe(Al)

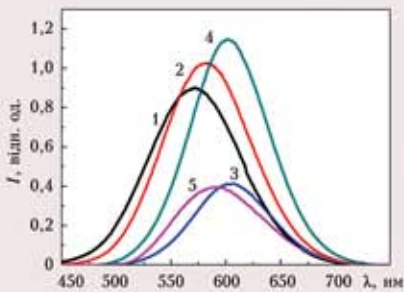


Рис. 3. Спектри рентгенолюмінесценції твердих розчинів $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$, синтезованих з порошків з різним розміром частинок, та кристалу ZnSe(Al): 1 – 200–250 мкм; 2 – 140–200 мкм; 3 – 80–140 мкм; 4 – менше 80 мкм; 5 – ZnSe(Al)

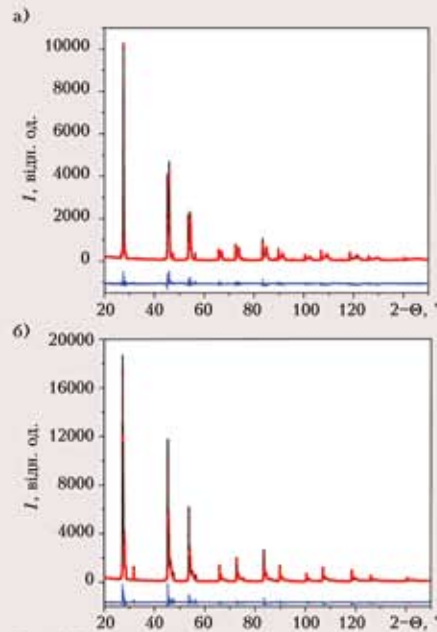


Рис. 4. Рентгеновські дифрактограми твердих розчинів $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$, синтезованих з порошків з розміром частинок менше 80 мкм (а) та 200–250 мкм (б) (нижні криві – різниця між теоретично розрахованою за методом Рітвельда та отриманою експериментально дифрактограмами)

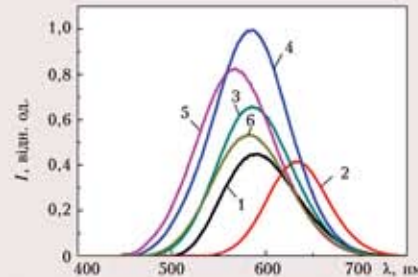


Рис. 5. Спектри рентгенолюмінесценції композитів ZnSe(Te), ZnSe(Al) та ZnS_xSe_{1-x} з різним вмістом сірки: 1 – ZnSe(Al); 2 – ZnSe(Te); 3 – $ZnS_{0,39}Se_{0,61}$; 4 – $ZnS_{0,5}Se_{0,5}$; 5 – $ZnS_{0,69}Se_{0,31}$; 6 – $ZnS_{0,86}Se_{0,14}$

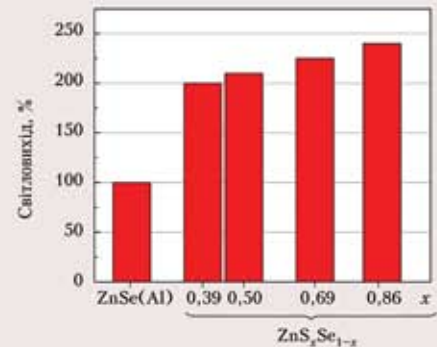


Рис. 6. Величина світлового виходу композитів ZnS_xSe_{1-x} з різним вмістом сірки x , віднесена до світлового виходу ZnSe(Al)

Номер готовили
Варшава, Киев, Львов, Минск,
Одесса, Харьков.



Пишите
Подписывайтесь
Читайте

3 2018