

ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ

ПЯТНАДЦАТАЯ
МЕЖДУНАРОДНАЯ
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ



СОВРЕМЕННЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ И ЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

26 — 30 мая 2014 года
Украина, г. Одесса

Реквизиты для связи
e-mail <tkea@optima.com.ua>
тел. +38 (048) 728-49-46,
728-18-50.

- Информационные системы и технологии
- Компьютерные системы и компоненты
- Системы и средства искусственного интеллекта
- Защита информации в широкополосных системах и компьютерных сетях
- Радиотехнические, телекоммуникационные и телевизионные системы
- Проектирование, конструирование, производство и контроль электронных средств
- Функциональная электроника. Микро- и нанотехнологии



www.tkea.com.ua/siet/inf.html

1 2014

ЯНВАРЬ — ФЕВРАЛЬ

НОВОЕ О СТАТУСЕ ЖУРНАЛА



В рамках мероприятий, направленных на включение журнала «ТКЭА» в наукометрическую базу данных SCOPUS, издательство «Политехперіодика» с начала 2014 года стало членом организации PILA, поддерживающей международную систему библиографических ссылок CrossRef с помощью уникальных цифровых идентификаторов DOI (digital object identification).

CrossRef объединяет издательские организации со всего мира, представляющие более 20 тыс. научных изданий и 1500 библиотек, и обеспечивает перекрестную связь между публикациями в научных журналах более чем 2800 издательств с помощью цифровой идентификации объектов.

Система CrossRef идентифицирует информационные объекты, с которыми ассоциирован отдельный адрес URL. Объекты регистрируются с помощью DOI, которые связаны с соответствующими адресами в Интернете, где эти объекты (или информация о них) могут быть найдены.

Начиная с № 1'2014 каждой статье, публикуемой в журнале «ТКЭА», будет присваиваться индекс DOI, что повысит вероятность их попадания в поле зрения соответствующих специалистов, а значит, и увеличения цитирования.

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

ISSN 2225-5818

Выходит один раз в 2 месяца

Регистрационный номер КВ 13418-2302ПР

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

Реферируется в УРЖ «Джерело» (г. Киев) и в Реферативном журнале ВИНТИ (г. Москва).

Включен в базы данных Ulrich's Periodicals Directory, CrossRef, DOAJ и наукометрическую базу РИНЦ



ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

- В Украине** Отделения связи. «Каталог видань України». Индекс 23785.
Подписное агентство «Идея», www.idea.com.ua. Индекс 11146.
Подписное агентство «KSS», www.kss.kiev.ua. Индекс 20363.
- В России** Отделения связи. Каталог «Газеты и журналы». Индекс 71141.
- В Белоруссии** Отделения связи. Каталог «Издания стран СНГ». Индекс 23785.
- В редакции «ТКЭА»** можно подписаться с любого номера.

Адрес редакции: Украина, 65044, г. Одесса, а/я 17.

E-mail: tkea@optima.com.ua, web-сайт: www.tkea.com.ua,

тел. +38 (048)728-18-50,

тел./факс 728-49-46.

Редакция: Е. А. Тихонова, А. А. Ефименко,
А. А. Алексеева, М. Г. Глава, Н. М. Колганова.

Техническая редакция, дизайн: Е. И. Корещая.

Компьютерное обеспечение: П. В. Назаров.

Подписано к печати 25.02.2014. Формат 60×84 1/8. Печать офсетная.

Печ. л. 8,5+1,0. Уч.-изд. л. 11,0. Тираж 200 экз. Заказ № 44.

Издательство «Политехперіодика»

(65044, г. Одесса-44, а/я 17).

Отпечатано в типографии РА «ART-V»

(65026, г. Одесса, ул. Гаванная, 3).

Номер выпущен при поддержке
НПП «Сатурн», (г. Киев)
ЧАО «Украналит» (г. Киев),
НПП «Карат» (г. Львов),
ЦКБ «Ритм» (г. Черновцы)

**ТЕХНОЛОГИЯ
И
КОНСТРУИРОВАНИЕ
В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2014

№ 1

Год издания 38-й

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

К.т.н. В. М. Чмиль

СОДЕРЖАНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

Д.т.н. Н. М. Вакив (г. Львов)
Д.т.н. В. Н. Годованюк (г. Черновцы)
К.т.н. А. А. Дашковский (г. Киев)
Д.ф.-м.н. В. Ф. Мачулин (г. Киев)
Д.т.н. Г. А. Оборский (г. Одесса)
Е. А. Тихонова (г. Одесса)

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Д.т.н. С. Г. Антошук (г. Одесса)
Д.т.н. А. А. Ащеулов (г. Черновцы)
Д.т.н. В. В. Баранов (г. Минск)
К.т.н. Э. Н. Глушеченко,
зам. гл. редактора (г. Киев)
Д.т.н. В. В. Данилов (г. Донецк)
Д.ф.-м.н. В. В. Должиков (г. Харьков)
К.т.н. И. Н. Еримичой,
зам. гл. редактора (г. Одесса)
К.т.н. А. А. Ефименко,
ответственный секретарь (г. Одесса)
Д.ф.-м.н. Д. В. Корбутяк (г. Киев)
Д.т.н. С. И. Круковский (г. Львов)
Д.т.н. С. Ю. Лузин (г. С.-Петербург)
К.т.н. И. Л. Михеева (г. Киев)
Д.т.н. И. Ш. Невлюдов (г. Харьков)
Д.т.н. Ю. Е. Николаенко (г. Киев)
К.ф.-м.н. А. В. Рыбка (г. Харьков)
К.т.н. В. В. Рюхтин (г. Черновцы)
Д.ф.-м.н. М. И. Самойлович (г. Москва)
Д.т.н. В. С. Ситников (г. Одесса)
Д. т. н. Я. Стеванович (г. Белград)
Д. т. н. З. Стевич (г. Белград)
Д.х.н. В. Н. Томашик (г. Киев)

УЧРЕДИТЕЛИ

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

Одобрено к печати Ученым советом
ОНПУ
(Протокол № 5 от 25.02 2014 г.)

СВЧ-техника

Компенсация паразитных элементов транзистора с на-
стройкой импедансов на гармониках в усилителе класса F.
Ефимович А. П., Крыжановский В. Г. 3

Поглотители СВЧ-энергии с высокой теплопроводностью
на основе AlN и SiC с добавками молибдена. *Часнык В. И.,
Фесенко И. П.* 11

Системы передачи и обработки сигналов

Инвариантность текущего энергетического Фурье-спектра
действительных дискретных сигналов на конечных интер-
валах. *Пономарев В. А., Пономарева О. В.* 15

Локальная оценка параметров траектории и обнаружение
двухжущихся целей на фоне релееской помехи. *Проко-
пенко И. Г., Вовк В. Ю., Омельчук И. П., Чирка Ю. Д.,
Прокопенко К. И.* (на английском языке) 23

Технологические процессы и оборудование

Разработка процесса глубокого плазменного травления
кремния для технологии трехмерной интеграции крис-
таллов. *Голишников А. А., Путря М. Г.* 36

Безадгезивные акустические мембраны на полиимидной
основе. *Воробьев А. В., Жора В. Д., Баклаев К. К.,
Грунянская В. П.* 42

Материалы электроники

Магнитные и кинетические свойства кристаллов
 $Hg_{1-x-y}Cd_xDy_ySe$. *Ковалюк Т. Т., Майструк Э. В.,
Марьянчук П. Д.* 47

Метрология. Стандартизация

Исследование метрологических характеристик системы
измерения малых изменений температуры. *Самынина М. Г.,
Шигимага В. А.* 52

К истории науки и техники

Всеукраинскому НИИ аналитического приборостроения
«Украналит» — 45 лет. *Дашковский А. А., Михеева И. Л.* 57

Список рецензентов номера 63

Памятка автору журнала "ТКЭА" 63

Указатель статей, опубликованных в журнале в 2013 г. 65

Новые книги 14, 22,
35

ЗМІСТ

НВЧ-техніка

Компенсація паразитних елементів транзистору з налаштуванням імпедансів на гармоніках в підсилювачі класу F. Єфимович А. П., Крижановський В. Г. (3)

Поглиначі НВЧ-енергії з високою теплопровідністю на основі AlN и SiC з добавками молибдену. Часник В. І., Фесенко І. П. (11)

Системи передачі та обробки сигналів

Інваріантність поточного енергетичного Фур'є-спектра дійсних дискретних сигналів на скінченних інтервалах. Пономарьов В. О., Пономарьова О. В. (15)

Локальна оцінка параметрів траєкторії та виявлення рухомих цілей на фоні релеєвської завади. Прокопенко І. Г., Вовк В. Ю., Омелчук І. П., Чирка Ю. Д., Прокопенко К. І. (англійською) (23)

Технологічні процеси та обладнання

Розробка процесу глибокого плазмового травлення кремнію для технології тривимірної інтеграції кристалів. Голішников О. А., Путря М. Г. (36)

Безадгезивні акустичні мембрани на поліімідній основі. Воробйов А. В., Жора В. Д., Баклаєв К. К., Грунянська В. П. (42)

Матеріали електроніки

Магнітні та кінетичні властивості кристалів $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$. Ковалюк Т. Т., Майструк Е. В., Мар'янчук П. Д. (47)

Метрологія. Стандартизація

Дослідження метрологічних характеристик системи вимірювання малих змін температури. Саминіна М. Г., Шигімага В. А. (52)

До історії науки та техніки

Всеукраїнському НДІ аналітичного приладобудування «Украналіт» — 45 років. Дашковський О. А., Міхеєва І. Л. (57)

Показчик статей журналу за 2013 р. (65)

CONTENTS

Microwave engineering

Compensation of parasitic elements of transistor in the class F amplifier with the tuning of impedances at harmonics. Yefymovych A. P., Krizhanovski V. G. (3)

Microwave energy attenuators of high thermal conductivity based on AlN and SiC with addition of molybdenum. Chasnyk V. I., Fesenko I. P. (11)

Signals transfer and processing systems

The invariance of current energy Fourier spectrum of discrete real signals on finite intervals. Ponomarev V. A., Ponomareva O. V. (15)

Local trajectory parameters estimation and detection of moving targets in Rayleigh noise. Prokopenko I. G., Vovk V. Yu., Omelchuk I. P., Chirka Yu. D., Prokopenko K. I. (in English) (23)

Technological processes and equipment

Development of deep silicon plasma etching for 3D integration technology. Golishnikov A. A., Putrya M. G. (36)

Nonadhesive acoustic membranes based on polyimide. Vorob'ev A. V., Zhora V. D., Baklaev K. K., Grunyan'skaya V. P. (42)

Materials of electronics

Magnetic and kinetic properties of crystals $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$. Kovalyuk T. T., Maistruk E. V., Maryanchuk P. D. (47)

Metrology. Standartization

Investigation of metrological parameters of measuring system for small temperature changes. Samynina M. G., Shigimaga V. A. (52)

On the history of science and engineering

All-ukrainian research and design institute of analytical instrumentation "Ukranalit" celebrates its 45th anniversary. Dashkovsky A. A., Mikhejeva I. L. (57)

Index of publications for 2013 (67)

А. П. ЕФИМОВИЧ, д. т. н. В. Г. КРЫЖАНОВСКИЙ

Украина, Донецкий национальный университет
E-mail: efimovicha@mail.ru

КОМПЕНСАЦИЯ ПАРАЗИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ТРАНЗИСТОРА С НАСТРОЙКОЙ ИМПЕДАНСОВ НА ГАРМОНИКАХ В УСИЛИТЕЛЕ КЛАССА F

Предложена методика построения и расчета выходной нагрузочной цепи для усилителя мощности класса F с добавлением третьей гармоники напряжения, которая позволяет скомпенсировать негативное влияние паразитных элементов транзистора на стоковый КПД усилителя. Такая цепь позволяет оптимизировать стоковый КПД усилителя с помощью независимой настройки импедансов на первой и третьей гармониках. Представлены результаты моделирования и экспериментального исследования энергетических характеристик такого усилителя на арсенид-галлиевом полевом транзисторе CLY15, рассчитанного на рабочую частоту 400 МГц.

Ключевые слова: усилитель мощности класса F, стоковый КПД, паразитные элементы транзистора, компенсация, выходная нагрузочная цепь.

Транзисторные усилители класса F являются широко востребованными усилителями мощности (**УМ**), поскольку они обладают высокими энергетическими характеристиками и могут быть реализованы в высокочастотном и сверхвысокочастотном диапазоне. Вместе с тем, для обеспечения высокоэффективной работы данных усилителей в радиоэлектронных системах возникает необходимость учета свойств реального транзистора (его нелинейностей и паразитных элементов), которые на практике заметно ухудшают работу всего усилителя [1–5]. Для УМ класса F крайне важной задачей является учет выходной емкости и индуктивности, поскольку именно эти паразитные элементы не позволяют выходной нагрузочной цепи (**ВНЦ**) создавать импедансы на кристалле транзистора, необходимые для высокоэффективной работы усилителя [1, 2, 5–8]. В [9] показано, что для того, чтобы достичь максимума стокового КПД η_d идеального УМ класса F, необходимо создать на кристалле транзистора импеданс, равный активному нагрузочному сопротивлению на первой гармонике, импедансы, равные нулю на всех четных гармониках и бесконечности на всех нечетных гармониках.

Из [1, 2, 10–12] следует, что на практике для получения высокого стокового КПД УМ класса F необходимо создавать импедансы на кристалле транзистора, значения которых заметно отличаются от приведенных в [9]. Такое отличие объясняется тем, что фазовые сдвиги между сгенерированными транзистором гармониками тока не соответствуют теории [9]. В результате этого даже цепь, которая обеспечивает значения импедансов, близкие к идеальным, не позволяет достичь ожидаемого увеличения η_d , по-

скольку теряется возможность получения напряжения оптимальной для класса F формы из нечетных гармоник тока. В качестве решения данной проблемы в настоящей работе предлагается для УМ класса F осуществлять независимую настройку импедансов на нечетных гармониках тока, из которых получают напряжения характерной для класса F формы. Как показано в [11, 12], форма тока в УМ класса F, работающего в активной области, повторяет с несколькими искажениями форму входного сигнала, поэтому на практике стремление к нулю импедансов на четных гармониках является приемлемым условием для получения высокого КПД η_d .

Целью данной работы является разработка выходной нагрузочной цепи для усилителя мощности класса F с добавлением третьей гармоники напряжения, которая позволит скомпенсировать негативное влияние выходной емкости и индуктивности на стоковый КПД усилителя и даст возможность осуществлять настройку импедансов на первой и третьей гармониках независимо друг от друга при сохранении стремящегося к нулю на второй гармонике импеданса.

Методика расчета компенсирующей ВНЦ для усилителя мощности класса F

Рассмотрим представленную на **рис. 1, а** упрощенную модель транзистора, содержащую генератор тока, к которому подключены емкость C_{OUT} и индуктивность L_{OUT} . Соединим один конец L_{OUT} с индуктивностью L_1 проводника ВНЦ, к которой присоединен коллектор либо сток транзистора. Подключим к L_1 Г-образную цепочку, состоящую из L_2 и C_3 . Их номиналы должны быть выбраны так, чтобы выполнялось условие, обеспечиваю-

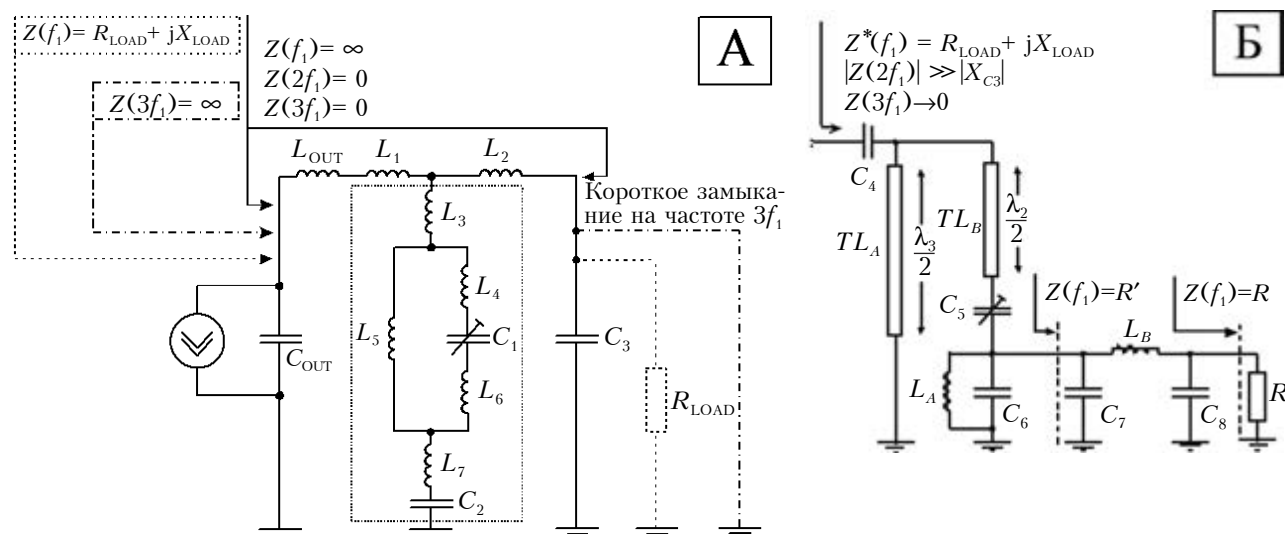


Рис. 1. Части эквивалентной схемы УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения

щее равенство получаемых значений импедансов как со стороны C_{OUT} (на кристалле транзистора), так и со стороны C_3 при подключении между индуктивностями L_1 и L_2 участка цепи, создающего реактивное сопротивление jX на частотах первой (f_1), второй ($2f_1$) и третьей ($3f_1$) гармоник:

$$L_2 = L_{OUT} + L_1; C_3 = C_{OUT}. \quad (1)$$

Для получения со стороны C_{OUT} требуемых значений импедансов на частотах f_1 , $2f_1$ и $3f_1$ в цепь А на рис. 1, а включены элементы C_1 , C_2 и L_5 , номиналы которых рассчитываются. Элементы L_3 , L_4 , L_6 и L_7 представляют собой индуктивности проводников, соединяющих C_1 , C_2 , L_5 , L_1 и L_2 между собой.

Потребуем, чтобы цепь А создавала со стороны C_{OUT} (или C_3 в силу условия (1)) импедансы $Z(f_1) = \infty$, $Z(2f_1) = 0$, $Z(3f_1) = 0$. Для этого предположим, что элементы L_{OUT} , $L_1 \dots L_7$ и C_{OUT} , $C_1 \dots C_3$ идеальные, и запишем с учетом (1) выражение 2 (см. внизу страницы) для импеданса $Z(f)$, получаемого со стороны C_{OUT} .

В выражении (2) все значения реактивных сопротивлений индуктивностей и емкостей на частоте f рассчитываются по формулам

$$X_L = 2\pi fL, X_C = 0,5\pi fC. \quad (3)$$

Для обеспечения условия $Z(f_1) = \infty$ знаменатель выражения (2) (обозначим его как $X_{3H(2)}$) при $f = f_1$ должен обращаться в ноль, а для по-

лучения $Z(2f_1) = 0$ и $Z(3f_1) = 0$ числитель в (2) (обозначим его как $X_{Ч(2)}$) должен обращаться в ноль при $f = 2f_1$ и $f = 3f_1$. Тогда для нахождения таких значений X_{C1} , X_{C2} , X_{L5} , при которых выполняются эти условия, составим систему алгебраических уравнений

$$\begin{cases} X_{3H(2)}(f_1) = 0; \\ X_{Ч(2)}(2f_1) = 0; \\ X_{Ч(2)}(3f_1) = 0. \end{cases} \quad (4)$$

Эта система уравнений решается численно относительно X_{C1} , X_{C2} , X_{L5} при начальных значениях X_{0C1} , X_{0C2} , X_{0L5} , и для нахождения C_1 , C_2 , L_5 по формулам (3) необходимо использовать только положительные решения.

При создании в цепи А на частоте $f = 3f_1$ короткого замыкания параллельно C_3 элементы L_{OUT} , $L_1 \dots L_7$, C_1 , C_2 совместно с C_{OUT} образуют параллельный резонансный контур, в результате чего со стороны C_{OUT} возникнет импеданс $Z(3f_1) = \infty$. Для получения возможности настройки импеданса на частоту $3f_1$ в качестве подстроечной выбрана емкость C_1 . Для создания цепью А импедансов, требуемых теорией [9], параллельно C_3 подключается цепь Б (см. рис. 1, б), обеспечивающая короткое замыкание с помощью короткозамкнутого отрезка микрополосковой линии TL_A длиной в половину длины волны при $f = 3f_1$. Отрезок линии TL_B , длина которого выбрана равной чет-

$$Z(f) = j \frac{X_{C_{OUT}}(2X_{LD} - X_{C_{OUT}}) \left[(X_{L5} + X_{L_{4,6}} - X_{C1}) \left[\frac{X_{LD}(X_{LD} - X_{C_{OUT}})}{2X_{LD} - X_{C_{OUT}}} + X_{L7} + X_{L3} - X_{C2} \right] + X_{L5}(X_{L_{4,6}} - X_{C1}) \right]}{2(X_{C_{OUT}} - X_{LD}) \left[(X_{L5} + (X_{L_{4,6}} - X_{C1}))(X_{L3} + X_{L7} + X_{LD}/2 - X_{C2} - X_{C_{OUT}}/2) + X_{L5}(X_{L_{4,6}} - X_{C1}) \right]}, \quad (2)$$

где $X_{LD} = X_{L_{OUT}} + X_{L1}$; $X_{L_{4,6}} = X_{L4} + X_{L6}$.

верти длины волны при $f = 2f_1$, совместно с TL_A обеспечивает на частоте $2f_1$ выполнение условия $|Z(2f_1)| \gg |X_{C3}|$.

(5)

Это условие показывает, что при $f = 2f_1$ цепь Б практически не влияет на значение X_{C3} , в результате чего импеданс $Z(2f_1)$, создаваемый цепью А со стороны C_{OUT} , по-прежнему можно считать равным нулю. При подключении активного нагрузочного сопротивления R_{LOAD} параллельно C_3 (см. рис. 1, а) со стороны C_{OUT} возникает импеданс $Z(f_1)$, который определяется по формуле

$$Z(f_1) \cong R_{LOAD} + jX_{LOAD}, \quad (6)$$

где $X_{LOAD} \cong 2,3X_{LD}$.

Значение X_{LOAD} в этом выражении представляет собой реактивное сопротивление индуктивного характера, которое создает цепь А со стороны C_{OUT} при подключении R_{LOAD} параллельно C_3 . Чтобы получить со стороны C_{OUT} импеданс $Z(f_1) = R_{LOAD}$, необходимо чтобы цепь Б создавала на C_3 импеданс $Z^*(f_1)$, комплексно сопряженный $Z(f_1)$:

$$Z^*(f_1) = R_{LOAD} - jX_{LOAD}. \quad (7)$$

Для этого при заданных значениях R_{LOAD} и X_{LOAD} необходимо найти активное (R') и реактивное (X_{C5}) емкостные сопротивления, на которые нагружен отрезок линии TL_B при $f = f_1$:

$$R' = 6Z_0^2 R_{LOAD} (2 + \sqrt{3}) / (2[X_{LOAD}^2 - Z_0 X_{LOAD} \sqrt{3} - 3(Z_0 X_{LOAD}) + 3Z_0^2 + R_{LOAD}^2] + 3Z_0^2 \sqrt{3}), \quad (8)$$

$$X_{C5} = 1 / 2\pi f_1 C_5 = Z_0 (2 + \sqrt{3}) (2Z_0 X_{LOAD} \sqrt{3} + 3Z_0^2 - 2X_{LOAD}^2 - 2R_{LOAD}^2) / (2[X_{LOAD}^2 - Z_0 X_{LOAD} (\sqrt{3} + 3) + R_{LOAD}^2] + 3Z_0^2 (2 + \sqrt{3})), \quad (9)$$

Здесь Z_0 — волновое сопротивление отрезков линий TL_A и TL_B (формулы получены при усло-

вии, что оно одинаково для обоих этих отрезков, которое подбирается таким, чтобы полученные значения R' и X_{C5} были положительными.

В цепи Б в качестве подстроечной выбрана емкость C_5 , что позволяет настраивать $Z(f_1)$ на C_{OUT} . Емкость C_4 — разделительная, элементы L_A и C_6 образуют параллельный резонансный контур при $f = f_1$, элементы C_7 , C_8 и L_B образуют согласующую П-образную цепочку, необходимую для трансформации R' на частоте f_1 в активное сопротивление нагрузки R .

Цепи А и Б совместно представляют собой эквивалентную схему УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения. На этой схеме (см. рис. 1) все элементы, кроме генератора тока, C_{OUT} и L_{OUT} , образуют ВНЦ, которая с учетом C_{OUT} и L_{OUT} позволяет и получать на кристалле транзистора значения импедансов, требуемых теорией [9], и настраивать импедансы на частотах f_1 и $3f_1$. Предложенная ВНЦ может быть реализована в диапазоне частот 300–500 МГц, где использование только сосредоточенных элементов не всегда возможно, а построение на элементах с распределенными параметрами приводит к существенному увеличению размеров всего усилителя.

Моделирование и экспериментальное исследование усилителя мощности класса F

Схема УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения, реализованного в данной работе на частоту 400 МГц, показана на рис. 2. В работе использовалась нелинейная модель Матерки–Каспрчака [13] для полевого GaAs-транзистора CLY15 [14] (Q_1 на рис. 2), у которого выходная емкость «сток — исток» $C_{ds} = C_{OUT} = 12,5$ пФ и выходная индуктивность стока $L_d = L_{OUT} = 0,7$ нГн. Моделирование проводилось методом гармонического баланса с учетом потерь во всех проводниках и диэлектрике микрополосковых линий. Напряжение смещения на затворе было установлено $V_{GG} = 3$ В, что соответ-

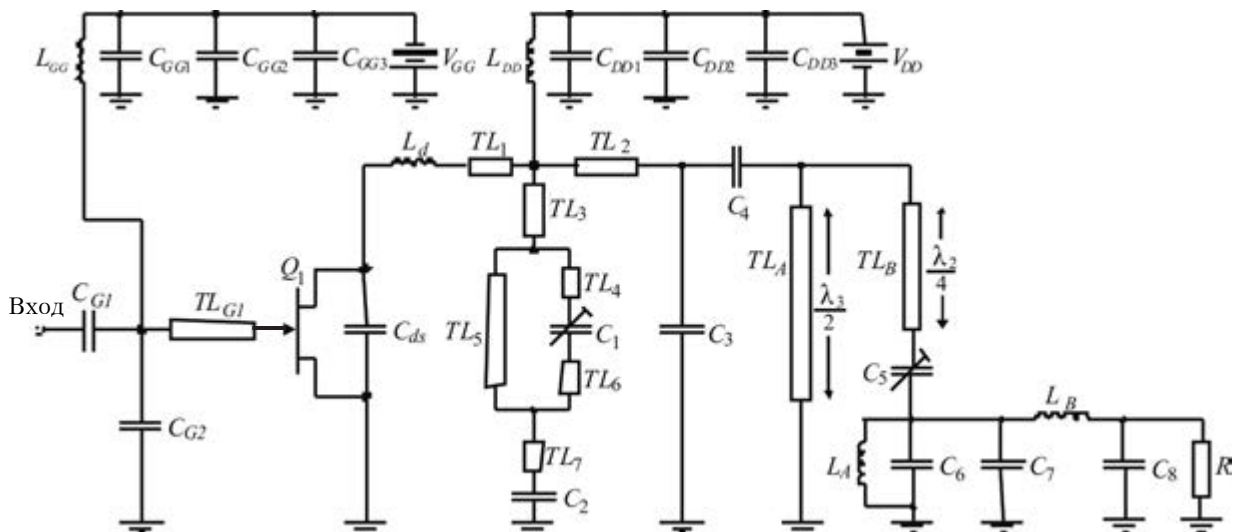


Рис. 2. Электрическая принципиальная схема УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения

ствует углу отсечки $\theta_c = 90^\circ$. Входная мощность P_{IN} , соответствующая работе транзистора в активной области, составляла 90 мВт. Напряжение питания V_{DD} было установлено равным 5,5 В.

На схеме рис. 2 индуктивности L_{GG} и L_{DD} выполняют роль дросселей, а емкости C_{GG1} , C_{GG2} , C_{GG3} и C_{DD1} , C_{DD2} , C_{DD3} обеспечивают фильтрацию паразитных помех в цепях питания. Емкости C_{G1} , C_{G2} и отрезок линии T_{LG1} образуют согласующую Т-образную цепь, которая обеспечивает комплексное согласование выходного 50-омного сопротивления генератора с входным сопротивлением транзистора. Вместо индуктивностей $L_1 \dots L_7$ на рис. 1, а в ВНЦ схемы на рис. 2 используются отрезки микрополосковых линий $TL_1 \dots TL_7$, индуктивность которых вычисляется по формуле [15, с. 232]

$$L_{TL} = Z_0 l / (f \lambda_g), \quad (10)$$

где l , λ_g — соответственно длина отрезка линии и длина волны в ней.

Все отрезки линий, используемых в данной работе, выполнены на фольгированном стеклотекстолите СФ-2-35Г-1,5 мм и имеют $Z_0 = 54,55$ Ом, $\lambda_g = 0,3763$ м.

Система уравнений (4) была численно решена относительно X_{C1} , X_{C2} , X_{L5} при начальных значениях $X_{0C1} = 20$ Ом, $X_{0C2} = 10$ Ом, $X_{0L5} = 10$ Ом после подстановки исходных данных из табл. 1 и 2 (ячейки с исходными данными в них помечены серым) и с учетом формул (1), (3). Получено, что $X_{C1} = 149,56$ Ом, $X_{C2} = 26,30$ Ом, $X_{L5} = 23,77$ Ом.

С учетом этого, по формулам (2) были найдены номиналы C_1 , C_2 , L_5 (см. табл. 1), а $L_1 \dots L_7$ были пересчитаны по формуле (10) в индуктивность L_{TL} эквивалентных им отрезков линий $TL_1 \dots TL_7$ (см. табл. 2).

В данной работе активное сопротивление усилителя R_{LOAD} рассчитывалось исходя из требуе-

Таблица 2

Параметры отрезков линий $TL_1 \dots TL_7$

Линия	L_{TL} , нГн	l , мм	w , мм
TL_1	0,9	2,5	2,0
TL_2	1,6	4,4	
TL_3	3,6	10,0	
TL_4	2,0	5,5	
TL_5	9,46	26,0	
TL_6	2,0	5,5	
TL_7	1,0	2,8	
TL_A	—	63,1	1,5
TL_B	—	47,2	
TL_{G1}	—	24,0	

Здесь l , w — длина и ширина отрезка линии.

мой выходной мощности $P_{OUT} = 1,2$ Вт по формуле, приведенной в [16, с. 280]:

$$R_{LOAD} = 2(V_{DD} - V_K)^2 / (3P_{OUT}), \quad (10)$$

где V_{DD} — напряжение источника питания;

V_K — напряжение в точке перегиба характеристики.

Подставив сюда $V_{DD} = 5,5$ В, $V_K = 0,6$ В и $P_{OUT} = 1,2$ Вт, получим $R_{LOAD} = 13,3$ Ом. С учетом полученного в результате соответствующих вычислений значения $X_{LOAD} \cong 9,2$ Ом, в соответствии с (6) получим

$$Z(f_1) \cong 13,3 + j9,2 \text{ Ом}. \quad (12)$$

Для создания цепью Б на рис. 1, б импеданса $Z^*(f_1)$, комплексно-сопряженного (12), найдем R' и X_{C5} . После подстановки в формулы (8), (9) значений Z_0 , R_{LOAD} и X_{LOAD} получим $R' = 30,5$ Ом, $X_{C5} = 71,0$ Ом. Значение C_5 приведено в табл. 1.

Импедансы, создаваемые ВНЦ на кристалле транзистора, были промоделированы с учетом потерь в ВНЦ, их значения приведены в табл. 3, годографы — на рис. 3. Полученное значение емкости C_1 , равное 2,08 пФ, несколько отличается от расчетного 2,66 пФ из табл. 1, что объясняется погрешностью, которую вносит формула (10) при пересчете $L_1 \dots L_7$ в эквивалентные индуктивности отрезков линий $TL_1 \dots TL_7$. Эта погрешность проявляется на частоте $3f_1$ и легко устраняется

Таблица 3

Значения импедансов, создаваемых в ВНЦ

n	$Z_n(f_1)$, Ом	$Z_n(2f_1)$, Ом	$Z_n(3f_1)$, Ом	C_5 , пФ	C_1 , пФ
1	11,5 – j5,6	0,5 – j0,6	83,4 – j0,5	4,6	2,08
2	12,8 – j0,2	0,5 + j0,0	83,4 – j0,5	5,6	
3	13,9 + j4,0	0,5 + j0,4	83,4 – j0,5	6,6	
4	12,8 – j0,1	0,5 + j0,0	28,4 + j25,0	5,6	2,0
5	12,8 – j0,2	0,5 + j0,0	83,4 – j0,5		2,08
6	12,5 – j0,4	0,5 + j0,2	13,5 – j37,9		2,4

Таблица 1
Параметры элементов схемы, приведенной на рис. 2

Элемент	Номинал	Элемент	Номинал
C_1	2,66 пФ	$C_{GG1}=C_{DD1}$	10,0 пФ
C_2	15,13 пФ	$C_{GG2}=C_{DD2}$	0,1 мкФ
C_3	12,5 пФ	$C_{GG3}=C_{DD3}$	4,7 мкФ
C_4	1000,0 пФ	$C_{ds} = C_{OUT}$	12,5 пФ
C_5	5,6 пФ	$L_{OUT}=L_d$	0,7 нГн
C_6	6,3 пФ	L_5	9,46 нГн
C_7	26,1 пФ	L_{GG}	60,0 нГн
C_8	21,3 пФ	L_{DD}	60,0 нГн
C_9	1000,0 пФ	L_A	25,0 нГн
C_{G1}	38,0 пФ	L_B	11,4 нГн
C_{G2}	28,0 пФ	R	50,0 Ом

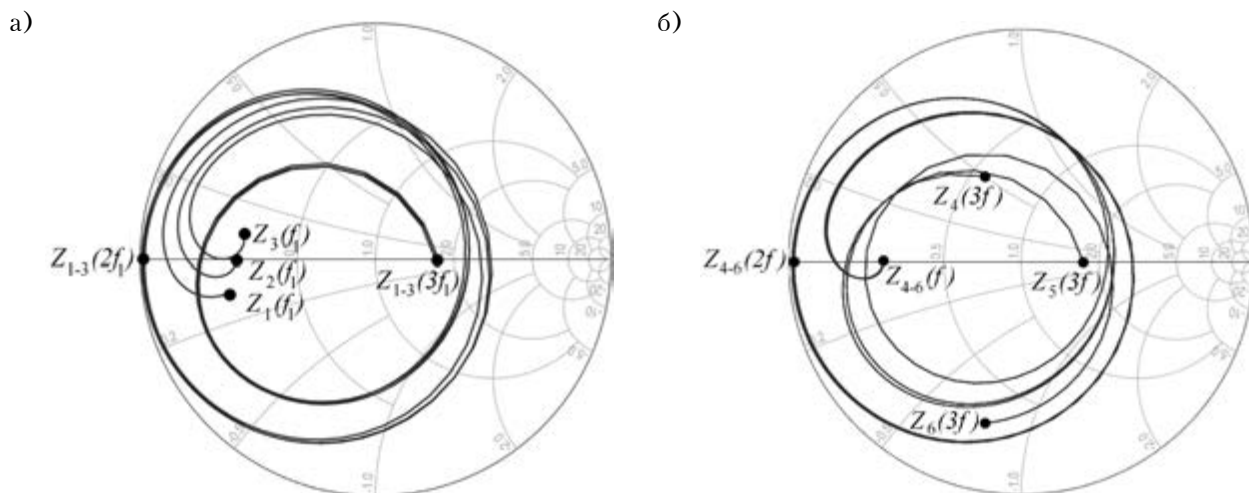


Рис. 3. Годографы импедансов, создаваемых ВНЦ на кристалле транзистора, полученные с помощью моделирования при независимой настройке импедансов $Z(f_1)$ (а) и $Z(3f_1)$ (б)

Таблица 4

Результаты моделирования и эксперимента

n	$Z_n(f_1)$, Ом	$Z_n(2f_1)$, Ом	$Z_n(3f_1)$, Ом	I_{DC} , А	P_{OUT} , Вт	η_d , %
Моделирование						
1	$12,8 - j \cdot 0,2$	$0,5 + j \cdot 0,0$	$83,4 - j \cdot 0,5$	0,275	1,1	73,4
2	$13,5 + j \cdot 2,5$	$0,5 + j \cdot 0,3$	$83,4 - j \cdot 0,5$	0,265	1,1	75,1
3	$13,4 + j \cdot 2,1$	$0,5 + j \cdot 0,5$	$14,0 - j \cdot 37,6$	0,263	1,1	76,1
Эксперимент						
1	$13,0 + j \cdot 0,3$	$1,8 + j \cdot 0,4$	$62,4 - j \cdot 0,8$	0,277	1,045	68,5
2	$13,4 + j \cdot 5,7$	$1,8 + j \cdot 0,3$	$62,6 - j \cdot 0,7$	0,266	1,045	71,3
3	$13,3 + j \cdot 5,2$	$1,7 + j \cdot 0,4$	$20,0 - j \cdot 26,7$	0,262	1,045	72,5

подстройкой C_1 . Из рис. 3 и табл. 3 видно, что в ВНЦ с помощью незначительного изменения емкостей C_5 и C_1 можно осуществлять практически независимую настройку $Z(f_1)$ и $Z(3f_1)$ при сохранении $Z(2f_1) \rightarrow 0$. Значительно меньшее значение импеданса на третьей гармонике $Z_{1-3,5}(3f_1)$ (см. табл. 3) по сравнению с идеальным (1000 Ом и более [3, 9]) является причиной потерь в ВНЦ. Однако, как показано в [10–12], для практической реализации УМ класса F вполне достаточно, чтобы значение $|Z(3f_1)|$ в 3–5 раз превосходило $|Z(f_1)|$, что в рассматриваемом случае вполне достижимо.

Для нахождения максимального стокового КПД усилителя η_d при фиксированной выходной мощности P_{OUT} нагрузочную цепь УМ настраивали на импедансы, близкие к идеальным, и измеряли η_d и P_{OUT} . Затем определяли импедансы, соответствующие наибольшему увеличению η_d при $P_{OUT} = \text{const}$: $Z(f_1)$ находили при изменении емкости C_5 в диапазоне от 4,5 до 7,5 пФ; $Z(3f_1)$ — при изменении емкости C_1 от 1,5 до 3,0 пФ.

Значения η_d , P_{OUT} , тока источника питания I_{DC} и импедансов $Z(f_1)$, $Z(2f_1)$, $Z(3f_1)$, получен-

ные в результате моделирования и эксперимента, приведены в табл. 4, а соответствующие годографы импедансов со стороны C_{ds} — на рис. 4. При измерении импедансов со стороны C_{ds} вместо транзистора был подключен конденсатор емкостью C_{ds} и катушка индуктивностью L_d , что позволило измерить импедансы, которые создаст ВНЦ на кристалле транзистора (рис. 4, б).

Как видно из табл. 4, рост η_d при $P_{OUT} = \text{const}$ происходит за счет снижения потребляемой мощности I_{DC} . Этому способствует потребление мощности, рассеиваемой на кристалле транзистора, что отражается в уменьшении площади областей, ограниченных кривыми тока стока I_d и напряжения «сток — исток» V_{ds} (рис. 5).

Формы тока I_d и напряжения V_{ds} , полученные при моделировании, свидетельствуют о том, что они образованы суммированием не только первых трех, но и более высоких гармоник. Но из рис. 5 видно, что даже с учетом вклада высших гармоник индивидуальная настройка импедансов $Z(f_1)$ и $Z(3f_1)$ позволяет уменьшить площадь областей, ограниченных кривыми I_d и V_{ds} . Из табл. 4 и рис. 4 следует, что увеличение η_d при постоянном значении P_{OUT} происходит при

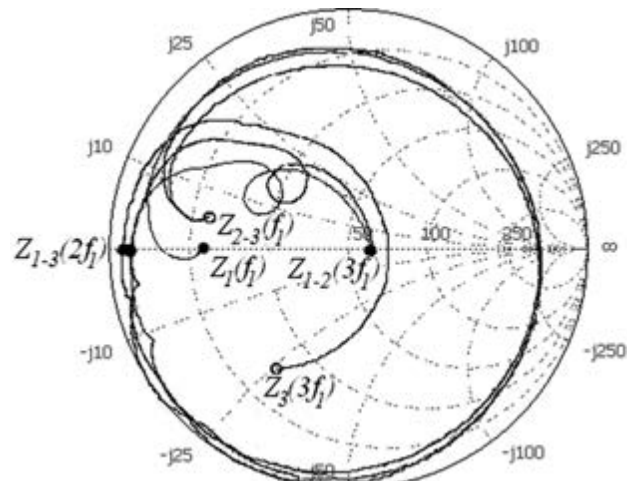
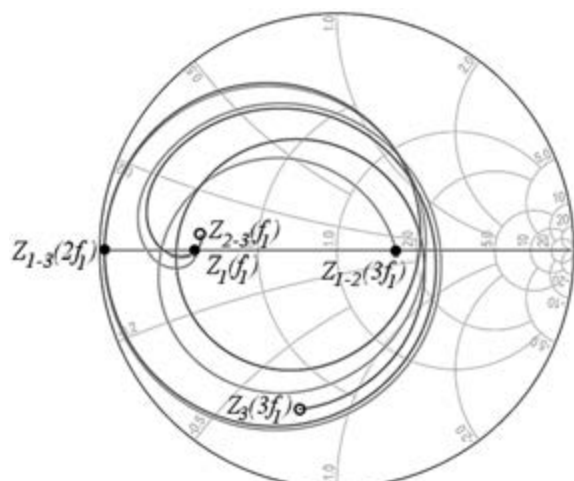


Рис. 4. Годографы импедансов, создаваемых ВНЦ на кристалле транзистора, полученные с помощью моделирования (а) и экспериментально (б)

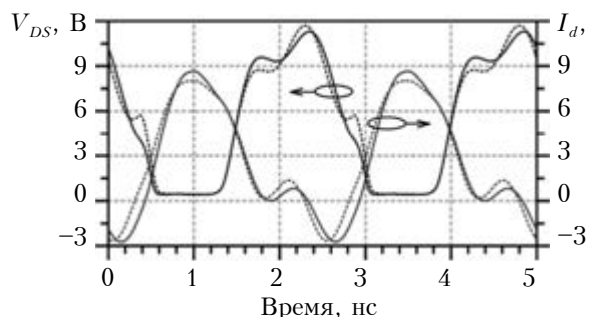


Рис. 5. Кривые тока I_d и напряжения V_{ds} в УМ класса F, полученные при моделировании (— $\eta_d = 76,1\%$; - - - $\eta_{ds} = 73,4\%$)

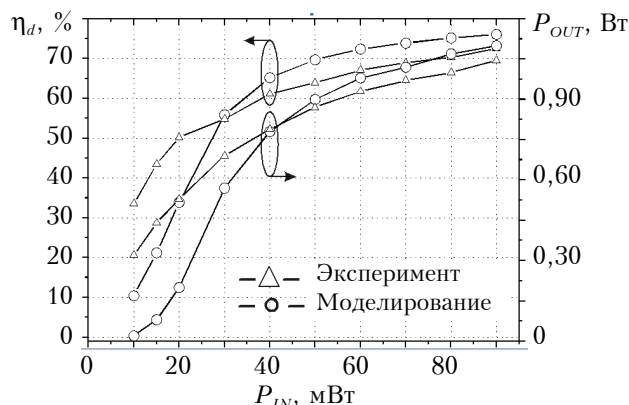


Рис. 6. Зависимость стокового КПД и выходной мощности от входной мощности

появлении индуктивной реактивной составляющей импеданса $Z(f_1)$ и емкостной составляющей импеданса $Z(3f_1)$, которые необходимы для корректировки разности фаз между первыми тремя гармониками I_d и V_{ds} с учетом вклада высших гармоник.

Для усилителя мощности (рис. 2) при оптимизированных значениях $Z_3(f_1)$, $Z_3(2f_1)$, $Z_3(3f_1)$ (табл. 4) были получены зависимости η_d и P_{OUT} от входной мощности P_{IN} (рис. 6). В области изменения P_{IN} от 50 до 90 мВт сохраняются высо-

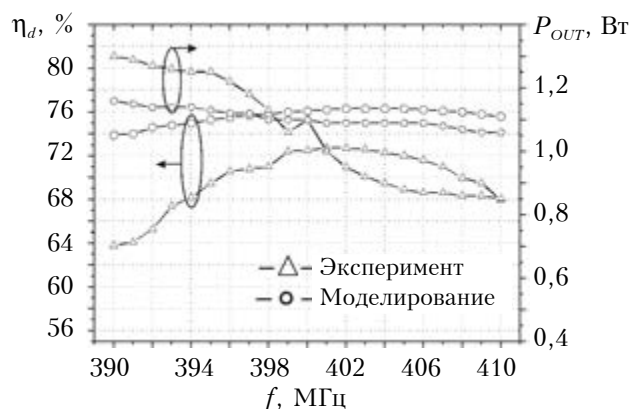


Рис. 7. Зависимость стокового КПД и выходной мощности от частоты

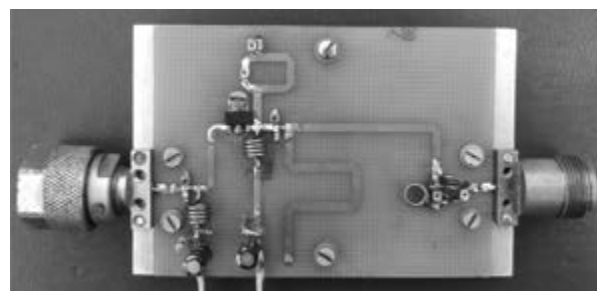


Рис. 8. Экспериментальный макет УМ класса F

кие значения η_d и P_{OUT} . При дальнейшем увеличении P_{IN} напряжение «затвор — исток» превышает максимально допустимое.

Также были получены зависимости η_d и P_{OUT} от рабочей частоты f , они приведены на рис. 7. Наблюдаемое здесь снижение η_d при увеличении P_{OUT} объясняется уменьшением $|Z(f_1)|$.

Фото экспериментального макета изготовленного УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения на рабочую частоту 400 МГц показано на рис. 8.

Заключення

Предложенная методика позволяет провести построение и расчет компенсирующей выходной нагрузочной цепи для усилителя мощности класса F с добавлением третьей гармоники напряжения. Такая цепь может быть реализована в диапазоне частот 300–500 МГц, где использование только сосредоточенных элементов не всегда возможно, а построение на элементах с распределенными параметрами приводит к существенному увеличению размеров всего усилителя. В разработанной ВНЦ используются элементы как с сосредоточенными, так и с распределенными параметрами, чем достигается компромисс между геометрическими размерами и физической реализуемостью элементов цепи.

Предложенная ВНЦ позволяет с учетом паразитных элементов транзистора осуществлять независимую настройку импедансов на первой и третьей гармониках при сохранении стремящегося к нулю импеданса на второй гармонике. Это позволяет оптимизировать стоковый КПД при заданном уровне выходной мощности. В усилителе класса F, работающем на частоте 400 МГц, экспериментально был получен КПД $\eta_d = 72,5\%$ при $P_{\text{OUT}} = 1,045$ Вт.

Предложенная методика построения и расчета выходной нагрузочной цепи может быть применена для реализации усилителя мощности класса F в интегральном исполнении.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Крыжановский В.Г., Ефимович А.П. Влияние потерь в резонансных контурах на работу усилителя класса F // Радиотехника: всеукр. межвед. науч.-техн. сб. ХНУРЭ. — 2012. — № 170. — С. 59 — 65.
2. Yefymovych A.P., Krizhanovski V.G. The methods of compensating parasitic elements of the transistor in class-F amplifier at the microwave range // Proceed. of the 23th International Crimean Conf. «CriMiCo 2013». — Ukraine, Sevastopol. — 2013. — P. 98 — 99.
3. Kim J., Jo G., Oh J., Kim Y., Lee K., Jong J. Modeling and design methodology of high-efficiency class-F and class-F-1 power amplifiers // IEEE Transactions on

Microwave Theory and Techniques. — 2011. — Vol. 59, N 1. — P. 153 — 165.

4. Moon J., Jee S., Kim J., Kim B. Behaviors of class-F and class-F-1 amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2012. — Vol. 60, N 6. — P. 1937 — 1951.

5. Woo Y., Yang Y., Kim B. Analysis and experiments for high-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2006. — Vol. 54, N 5. — P. 1969 — 1974.

6. Grebennikov A.V. Circuit design technique for high efficiency class F amplifiers // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. — USA, Boston. — 2000. — Vol. 2. — P. 771 — 774.

7. Grebennikov A.V. Load network design technique for class F and inverse class F power amplifiers. // High Frequency Electronics. — 2011. — Vol. 10, N 5. — P. 58 — 76.

8. Kenle C., Dimitrios P. Design of broadband highly efficient harmonic-tuned power amplifier using in-band continuous class-F1/F mode transferring // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2012. — Vol. 60, N 12. — P. 4107 — 4116.

9. Raab F. H. Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2001. — Vol. 49, N 6. — P. 1162 — 1166.

10. Colantonio P., Giannini F., Limiti E. HF class F design guidelines // Proceed. of the 15th International Conf. Microwaves «Radar and Wireless Communications». — Poland, Warszawa. — 2004. — Vol. 1. — P. 27 — 38.

11. Falco S., Raffo A., Vadala V., Vannini G. Low-frequency waveform engineering technique for class-F microwave power amplifier design // 6th European Microwave Integrated Circuits Conf. (EuMC). — UK, Manchester. — 2011. — P. 288 — 291.

12. Vadala V., Raffo A., Falco S., Bosi G., Nalli A., Vannini G. Load-pull characterization technique accounting for harmonic tuning // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2013. — Vol. 61, N 7. — P. 2695 — 2704.

13. Materka A., Kacprzak T. Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 1985. — Vol. 33, N 2. — P. 129 — 135.

14. Datasheet archive. — <http://www.allcomponents.ru>.

15. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование. — Москва: Радио и связь, 1990.

16. Kazimierzczuk M.K. RF power amplifiers. — USA: Wiley, 2008.

Дата поступления рукописи
в редакцию 18.10.2013 г.

А. П. ЄФИМОВИЧ, В. Г. КРИЖАНОВСЬКИЙ
Україна, Донецький національний університет
E-mail: efimovicha@mail.ru

КОМПЕНСАЦІЯ ПАРАЗИТНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ТРАНЗИСТОРУ З НАЛАШТУВАННЯМ ІМПЕДАНСІВ НА ГАРМОНІКАХ В ПІДСИЛЮВАЧІ КЛАСУ F

Запропоновано методику побудови та розрахунку вихідного навантажувального кола для підсилювача потужності класу F з додаванням третьої гармоніки напруги, яка дозволяє компенсувати негативний вплив паразитних елементів транзистору на стоковий ККД підсилювача. Застосування запропонованого кола дозволяє здійснювати оптимізацію стокового ККД підсилювача за допомогою незалежних налаштувань імпедансів на першій та третій гармоніках. Представлено результати моделювання та експериментального дослідження енергетичних характеристик такого підсилювача на арсенід-галієвому польовому транзисторі CLY15, розрахованого на робочу частоту 400 МГц.

Ключові слова: підсилювач потужності класу F, стоковий ККД, паразитні елементи транзистору, компенсація, вихідне навантажувальне коло.

COMPENSATION OF PARASITIC ELEMENTS OF TRANSISTOR
IN THE CLASS F AMPLIFIER WITH THE TUNING
OF IMPEDANCES AT HARMONICS

The authors present a new method of construction and calculation of the output load circuit (OLC) for class F power amplifiers (PA) with the addition of the third harmonic of the voltage. This method allows compensating the negative influences of parasitic elements of transistor (output capacitance – C_{OUT} , and inductance – L_{OUT}) on the drain efficiency of the amplifier. The circuit of the parasitic elements was considered as a part of the proposed OLC. To calculate the OLC a system of three algebraic equations was compiled. The system is solved numerically relative to the three parameters of the OLC, for which the impedance on a chip of the transistor (on C_{OUT}) for odd and even harmonics corresponds to the theory of class F PAs. This method is applicable for the calculation of the OLC, which is realized in the frequency range of 300–500 MHz, where the use of elements with lumped parameters only is not always possible, while using elements with distributed parameters leads to a substantial increase in the size of the whole amplifier. In the developed OLC, the authors used elements with both lumped and distributed parameters, thus achieving a compromise between the geometric dimensions and physical realizability of the circuit elements.

The proposed OLC, taking into account the parasitic elements of the transistor, allows setting impedances independently at the first and third harmonics while maintaining impedance at the second harmonic tending to zero. This makes it possible to optimize the drain efficiency at a given level of output power. The efficiency $\eta_d = 72,5\%$ was experimentally obtained at $P_{OUT} = 1,045$ W for the class F amplifier running at 400 MHz.

The proposed methodology for constructing and calculating the OLC can be used to implement class F power amplifiers in the integrated-circuit form.

Keywords: class F power amplifier, drain efficiency, parasitic elements of transistor, compensation, output load circuit.

REFERENCES

1. Krizhanovski V.G., Yefimovych A.P. [Effect of losses in resonant circuits on the amplifier class F] *Radiotekhnika: vseukr. mezhd. nauch.-tekhn. sb. KhNURE*, 2012, no 170, pp. 59-65.
2. Yefimovych A.P., Krizhanovski V.G. The methods of compensating parasitic elements of the transistor in class-F amplifier at the microwave range. *Procced. of the 23th International Crimean Conf. «CriMiCo 2013»*, Ukraine, Sevastopol, 2013, pp. 98-99.
3. Kim J., Jo G., Oh J., Kim Y., Lee K., Jong J. Modeling and design methodology of high-efficiency class-F and class-F-1 power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011, vol. 59, no 1, pp. 153-165.
4. Moon J., Jee S., Kim J., Kim B. Behaviors of class-F and class-F-1 amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, vol. 60, no 6, pp. 1937-1951.
5. Woo Y., Yang Y., Kim B. Analysis and experiments for high-efficiency class-F and iverse class-F power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, vol. 54, no 5, pp. 1969-1974.
6. Grebennikov A.V. Circuit design technique for high efficiency class F amplifiers. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, USA, Boston, 2000, vol. 2, pp. 771-774.
7. Grebennikov A.V. Load network design technique for class F and inverse class F power amplifiers. *High Frequency Electronics*, 2011, vol. 10, no 5, pp. 58-76.
8. Kenle C., Dimitrios P. Design of broadband highly efficient harmonic-tuned power amplifier using in-band continuous class-F1/F mode transferring. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, vol. 60, no 12, pp. 4107-4116.
9. Raab F. H. Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001, vol. 49, no 6, pp. 1162-1166.
10. Colantonio P., Giannini F., Limiti E. HF class F design guidelines. *Procced. of the 15th International Conf. Microwaves «Radar and Wireless Communications»*, Poland, Warszawa, 2004, vol. 1, pp. 27-38.
11. Falco S., Raffo A., Vadala V., Vannini G. Low-frequency waveform engineering technique for class-F microwave power amplifier design. *Procced. of the 6th European Microwave Integrated Circuits Conf. (EuMC)*, UK, Manchester, 2011, pp. 288-291.
12. Vadala V., Raffo A., Falco S., Bosi G., Nalli A., Vannini G. Load-pull characterization technique accounting for harmonic tuning. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, vol. 61, no 7, pp. 2695-2704.
13. Materka A., Kacprzak T. Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1985, vol. 33, no 2, pp. 129-135.
14. Datasheet archive. <http://www.allcomponents.ru>.
15. Fusko V. SVCh tsepi. *Analiz i avtomatizirovannoe proektirovanie* [Microwave circuit. Analysis and computer-aided design] Moscow, Radio i svyaz', 1990.
16. Kazimierzczuk M.K. *RF Power Amplifiers*, USA, Wiley, 2008.

К. т. н. В. И. ЧАСНЫК¹, д. т. н. И. П. ФЕСЕНКО²

Украина, г. Киев, ¹НИИ «Орион»; ²ИСМ НАНУ

E-mail: ndiorion@tsua.net

ПОГЛОТИТЕЛИ СВЧ-ЭНЕРГИИ С ВЫСОКОЙ ТЕПЛОПРОВОДНОСТЬЮ НА ОСНОВЕ AlN И SiC С ДОБАВКАМИ МОЛИБДЕНА

Представлены результаты экспериментальных исследований теплопроводности и поглощения в композициях из нитрида алюминия с разным содержанием карбида кремния и молибдена. Показано, что наилучшим из рассмотренных материалов является композит, содержащий 46% карбида кремния и 4% молибдена. В этом случае одновременно обеспечивается высокий уровень поглощения СВЧ-энергии (42 дБ/см в диапазоне частот 9,5–10,5 ГГц) и высокая теплопроводность (65 Вт/(м·К)).

Ключевые слова: объемный поглотитель, коэффициент поглощения электромагнитной энергии, композит, нитрид алюминия, карбид кремния, молибден.

Самыми важными характеристиками объемных поглотителей СВЧ-энергии, применяемых в вакуумных приборах СВЧ (кlistронах и лампах бегущей волны), являются их способность к поглощению значительных уровней СВЧ-энергии и высокая теплопроводность при том условии, что материал поглотителя является диэлектриком. В [1–3] сообщалось, что такие композиты с керамической матрицей, состоящие из высокотеплопроводной керамики из нитрида алюминия (AlN) и проводящей (поглощающей) фазы из двух тугоплавких веществ — карбида хрома (Cr₃C₂) и молибдена (Mo) [1–2] или карбида кремния (SiC) и молибдена [3] — имеют высокие значения теплопроводности 60–80 и 54–65 Вт/(м·К) соответственно. Привлекательной особенностью этих композитов является повышенная термостабильность, обусловленная противоположными температурными коэффициентами электросопротивления полупроводников (Cr₃C₂, SiC) и металла. Вместе с тем, в [4] показано, что для материалов объемных поглотителей СВЧ-энергии между их теплопроводностью и уровнем поглощения существует обратная зависимость. В связи с этим представляет определенный интерес выяснить комплексное влияние проводящей фазы, состоящей из двух компонентов, на уровень поглощения СВЧ-энергии и на теплопроводность композита.

Целью данной работы является экспериментальное определение уровня поглощения и теплопроводности в керамическом материале с матрицей из нитрида алюминия и поглощающей фазы из карбида кремния и молибдена.

Экспериментальная часть

В настоящее время не существует теории и формул, позволяющих определить уровень поглощения СВЧ-энергии в непроводящих (по по-

стоянному току) композициях, состоящих из двух фаз — собственно диэлектрической, служащей матрицей и составляющей основу композита, и проводящей, состоящей из мелких частиц металла, не говоря уже о композициях, проводящая фаза которых состоит из нескольких компонентов, например из частиц металла и полупроводника, из металлоида и полупроводника. Поэтому единственным способом определения поглощения СВЧ-энергии в композициях является экспериментальное исследование конкретных образцов.

Измерение затухания СВЧ-энергии в кольцах поглотителя, размещенного в резонаторе замедляющей системы макета СВЧ-прибора, проводили на панорамном измерителе КСВН и ослабления Р2-61 в диапазоне частот 9,5–10,5 ГГц по методике, описанной в [5]. Кольца имеют размеры Ø16×Ø6×2,7 мм и выполнены из композита AlN—SiC—Mo.

Точность измерения затухания на панорамном измерителе Р2-61 составляет 0,1 дБ, что соответствует точности в определении коэффициента поглощения СВЧ-энергии 0,37 дБ/см с учетом толщины кольца поглотителя 2,7 мм.

Теплопроводность композита измеряли с помощью прибора ИТЗ-МХТИ (г. Новомосковск, Россия) на образцах размером 15×15×1,2 мм, ошибка измерения составляла 5% [6].

Для создания керамической матричной фазы композита использовали порошок нитрида алюминия (Донецкий завод химреактивов, Украина) с удельной поверхностью 2 м²/г. В качестве активизирующей добавки для спекания порошка нитрида алюминия применяли оксид иттрия Y₂O₃ марки ИТО-И (Киргизский горно-обогатительный комбинат) с размером частиц 0,5–1,0 мкм. Исходный порошок карбида кремния (производ-

Характеристики образцов полученных композитов

Состав образца, % по массе	Коэффициент по- глощения СВЧ- энергии, дБ/см	Теплопроводность, Вт/(м·К)	Пористость, %
46%AlN — 4%Y ₂ O ₃ — 50%SiC	39±3	37±2	8
46%AlN — 4%Y ₂ O ₃ — 48%SiC — 2%Mo	37±3	54±2,5	6
46%AlN — 4%Y ₂ O ₃ — 46%SiC — 4%Mo	42±3	65±3	3
46%AlN — 4%Y ₂ O ₃ — 42%SiC — 8%Mo	45±3	49±2	2

ства ОАО «Запорожский абразивный комбинат», Украина) имел средний размер частиц 3,2 мкм. Для получения композитов порошок AlN (46% по массе) смешивали с порошком Y₂O₃ (4% по массе) сухим способом в планетарной мельнице. Затем в эту смесь добавляли порошки SiC (42–48%) и Mo (8–2%) со средним размером частиц 2,2 мкм. Полученные порошковые компакты спекали в среде азота при нормальном атмосферном давлении и температуре 1900°C.

Экспериментально измеренные уровни поглощения СВЧ-энергии в кольцах поглотителя из композитов с разным содержанием карбида кремния и молибдена приведены в **таблице**. Там же указаны значения пористости и коэффициентов теплопроводности этих композитов.

Анализ этих данных показывает, что введение в состав композита AlN—SiC частиц Mo вместо карбида кремния приводит к значительному увеличению теплопроводности и уменьшению пористости. В исследуемых композитах между теплопроводностью и уровнем поглощения прослеживается обратная зависимость. Так, например, при добавлении 2% молибдена коэффициент поглощения снижается с 39 до 37 дБ/см, но при этом теплопроводность возрастает в 1,46 раза, с 37 до 54 Вт/(м·К). И наоборот, когда теплопроводность уменьшается с 65 до 49 Вт/(м·К), поглощение увеличивается с 42 до 45 дБ/см. Композит, содержащий 46% SiC и 4% Mo, по комплексу своих параметров выгодно отличается от остальных рассмотренных тем, что имеет наибольшую теплопроводность 65 Вт/(м·К) и довольно высокий уровень поглощения СВЧ-энергии 42 дБ/см при пористости 3%.

Указанный в таблице разброс значений коэффициента поглощения СВЧ-энергии (±3 дБ/см) соответствует измеренным значениям в одной партии колец объемного поглотителя. Этот разброс вполне приемлем для композитов сложного состава. Диэлектрическая матричная фаза спеченного композита состоит из нитрида алюминия и алюмоиттриевого граната (Y₃Al₅O₁₂), образующегося из оксида иттрия, примесного кислорода нитрида алюминия и алюминия матричной фазы при спекании. Проводящая фаза спеченного композита состоит из частиц полупроводника карби-

да кремния, частиц молибдена и некоторого количества твердых растворов карбида кремния в нитриде алюминия на границах частиц молибдена и карбида кремния.

Обсуждение экспериментальных результатов

Рассмотрим влияние концентрации и размера частиц проводящей фазы на теплопроводность и поглощение СВЧ-энергии в двухфазных композитах вида AlN—Mo, AlN—SiC. Относительно поглощения можно считать установленной следующую закономерность: при условии, что композит является непроводящим на постоянном токе, уровень поглощения СВЧ-энергии в двухфазных композитах всегда увеличивается с ростом концентрации частиц проводящей фазы. Это правило соблюдается при любых размерах частиц и неоднократно подтверждено экспериментально [7]. При постоянном составе поглощающих частиц, их концентрации, размеров или спектра их размеров уровень поглощения СВЧ-энергии тем выше, чем больше примесей находятся в исходных материалах проводящих частиц или в материале диэлектрической матрицы. Дополнительные примеси могут добавляться при размоле и спекании композитов. И хотя доля этих примесей в составе материала редко превышает 1–2% и обычно составляет доли процента, их влияние на поглощение иногда оказывается существенным. По общему утверждению Каламе и Абе [8], карбид кремния должен быть «грязным», т. е. содержание примесей в добавках карбида кремния должно быть высоким для получения композитов на основе оксида бериллия (BeO—SiC) с высокой поглощающей способностью к СВЧ-излучению.

По отношению к теплопроводности достоверно установлено, что для композитов типа AlN—SiC при фиксированных значениях концентрации проводящих частиц SiC и пористости теплопроводность композита тем больше, чем крупнее частицы карбида кремния [4, 9]. Основной вклад в теплопроводность двухфазных композитов вносит теплопроводность матричной, диэлектрической фазы — чем она выше, тем выше и теплопроводность всего композита. При фиксированных размерах частиц проводящей фазы высокая теплопроводность, присущая макрообъемам металлов и веществ, из которых состоят проводящие частицы, очень слабо влияет на теплопроводность композита.

та в целом. Обычно теплопроводность двухфазных композитов ($\text{AlN}-\text{Mo}$, $\text{AlN}-\text{W}$, $\text{AlN}-\text{SiC}$) составляет 60–80 Вт/(м·К), и только в композите на основе оксида бериллия 60% BeO –40% SiC теплопроводность равна 160 Вт/(м·К), но и в этом случае такое ее значение обусловлено высокой теплопроводностью оксида бериллия (250 Вт/(м·К)) [8]. С ростом концентрации проводящих частиц и приближении ее к пределу, за которым наступает проводимость по постоянно-му току всего композита (порог перколяции), поглощение СВЧ-энергии максимально, а уровень теплопроводности минимален.

На основании вышеизложенного можно заключить, что основным фактором, определяющим теплопроводность в двухфазных композитах, является их объемная структурная иерархия, определяющая протяженность всех граничных поверхностей частиц и таким образом влияющая на процессы теплопереноса и теплообмена, происходящие на границах зерен матричной фазы и проводящих (и иных) частиц.

Если говорить о поглощении и теплопроводности как о процессах, происходящих на атомарном уровне, то можно сказать — чем больше протяженность несогласованных поверхностей кристаллических решеток соседних зерен и частиц, тем более затруднен поток фононов между ними, а это означает уменьшение теплопроводности. В то же время, чем больше суммарная поверхность всех граничащих друг с другом кристаллических решеток атомов веществ, входящих в состав композита, тем больше содержится в этих поверхностных слоях электронов проводимости, следовательно, с большим количеством электронов взаимодействует электромагнитное поле СВЧ-излучения. Это означает больший уровень поглощения СВЧ-энергии материалом композита.

Заключение

Применение порошка молибдена дисперсностью частиц 2,2 мкм в качестве добавки (4–8% по массе) в композитах на основе нитрида алюминия (46%) и карбида кремния (42–48%) позволило при высоком уровне поглощения СВЧ-энергии (42 дБ/см) увеличить теплопроводность композита $\text{AlN}-\text{SiC}-\text{Mo}$ в 1,8 раза. Использование исследованных композитов, имеющих высокий уровень поглощения и теплопроводности, в качестве материала для объемных поглотителей СВЧ-энергии в лампах бегущей волны с замед-

ляющей системой на связанных резонаторах приведет к снижению тепловых нагрузок в резонаторах выходных секций высокочастотного блока прибора, в которых размещаются объемные поглотители. Это обстоятельство является особенно важным для ламп бегущей волны средней и большой выходной СВЧ-мощности, работающих в непрерывном режиме. Повышение надежности по тепловому режиму вследствие уменьшения тепловых нагрузок в высокочастотном блоке прибора будет способствовать увеличению срока службы ЛБВ.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Куликов В.И., Мушкаренко Ю.Н., Пархоменко С.И., Прохоров Л.Н. Новый класс керамических материалов на основе теплопроводного нитрида алюминия // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. — 1993. — Вып. 2 (456). — С. 45–47.
2. Павлова М.А., Рыбкин В.Н., Немогай И.К. Поглотители СВЧ-энергии и их соединения с металлами // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. — 2009. — Вып. 4 (503). — С. 42–47.
3. Новиков Н.В., Фесенко И.П., Осипов А.С. и др. Особенности структуры и влияние ее на теплопроводность композиционных материалов на основе алмаза, с BN, WC, MgB_2 , B_4C , AlN // Синтез, спекание и свойства сверхтвердых материалов: Сб. научн. Тр. — Киев: ИСМ им. В.Н. Бакуля НАН Украины, серия Материаловедение. — 2011. — С. 148–153.
4. Часнык В.И., Фесенко И.П. Теплопроводность внутривакуумных объемных поглотителей СВЧ-энергии // Техника и приборы СВЧ. — 2011. — №2. — С. 47–51.
5. Часнык В.И., Фесенко И.П. Объемный поглотитель СВЧ-энергии на основе нитрида алюминия и карбида кремния // Техника и приборы СВЧ. — 2008. — №2. — С. 45–47.
6. Азима Ю.И., Беляев Ю.И., Кулаков М.В. Устройство для измерения коэффициента теплопроводности высокотеплопроводных материалов // Приборы и техника эксперимента. — 1985. — № 4. — С. 248–249.
7. Ковнеристый Ю.К., Лазарева И.Ю., Раваев А.А. Материалы, поглощающие СВЧ-излучения. — Москва: Наука. 1982. — 163 с.
8. Calame J. P., Abe D. K. Applications of Advanced Materials Technologies to Vacuum Electronic Devices // Proc. IEEE. — 1999. — 87, N 5. — P. 840–864.
9. Сербенюк Т. Б., Александрова Л. И., Заїка М. І. та ін. Структура, механічні, тепло- та діелектричні властивості керамічного матеріалу нітрид алюмінію — карбід кремнію // Сверхтвердые материалы. — 2008. — №6. — С. 29–39.

Дата поступления рукописи
в редакцию 03.11 2013 г.

В. І. ЧАСНИК, І. П. ФЕСЕНКО
Україна, м. Київ, НДІ «Оріон»; ІНМ НАНУ
E-mail: ndiorion@tsua.net

ПОГЛИНАЧІ СВЧ-ЕНЕРГІЇ З ВИСОКОЮ ТЕПЛОПРОВІДНІСТЮ НА ОСНОВІ AlN ТА SiC З ДОБАВКАМИ МОЛІБДЕНУ

Представлено результати експериментальних досліджень теплопровідності та поглинання у композитах з нітриду алюмінію з різним вмістом карбіду кремнію та молибдену. Показано, що найкращим з

розглянутих матеріалів є композит, що містить 46% карбиду кремнію та 4% молибдену. У цьому випадку одночасно забезпечується високий рівень поглинання НВЧ-енергії (42 дБ/см у діапазоні частот 9,5–10,5 ГГц) та висока теплопровідність (65 Вт/(м·К)).

Ключові слова: об'ємний поглинач, коефіцієнт поглинання електромагнітної енергії, композит, нітрид алюмінію, карбід кремнію, молибден.

DOI: 10.15222/TKEA2014.1.11

УДК 621.315:615.5

V. I. CHASNYK¹, I. P. FESENKO²

Ukraine, Kiev, ¹RSI "Orion"; ²ISM of NASU

E-mail: ndiorion@tsua.net

MICROWAVE ENERGY ATTENUATORS OF HIGH THERMAL CONDUCTIVITY BASED ON AlN AND SiC WITH ADDITION OF MOLYBDENUM

The paper presents the results of experimental studies of thermal conductivity and microwave absorption in aluminum nitride based composites with different percentages of silicon carbide and molybdenum. It is shown that the optimal composition of the studied materials is the composite with 46% of silicon carbide and 4% of molybdenum. This composition reveals high UHF-energy absorption level of 42 dB/cm in the frequency range of 9.5–10.5 GHz and high thermal conductivity of 65 W/(m·K).

Keywords: volume attenuators, absorption factor of electromagnetic energy, composite, aluminum nitride, silicon carbide, molybdenum.

REFERENCES

1. Kulikov V.I., Mushkarenko Yu.N., Parkhomenko S.I., Prokhorov L.N. *Elektronnaya tekhnika. Ser. SVCh-tekhnika*, 1993, iss. 2 (456), pp. 45-47 (in Russian)
2. Pavlova M.A., Rybkin V.N., Nemogai I.K. *Elektronnaya tekhnika. Ser. 1. SVCh-tekhnika*, 2009, iss. 4 (503), pp. 42-47 (in Russian)
3. Novikov N.V., Fesenko I.P., Osipov A.S. et al. *Sintez, spekanie i svoystva sverkhтвердых материалов: Sb. nauchn. Tr., V. Bakul Institute for Superhard Materials of the National Academy of Sciences of Ukraine, seriya Materialovedenie*, 2011, pp. 148-153 (in Russian)
4. Chasnyk V.I., Fesenko I.P. *Tekhnika i pribory SVCh*, 2011, no 2, pp. 47-51 (in Russian)
5. Chasnyk V.I., Fesenko I.P. *Tekhnika i pribory SVCh*, 2008, no 2, pp. 45-47 (in Russian)
6. Azima Yu.I., Belyaev Yu.I., Kulakov M.V. *Pribory i tekhnika eksperimenta*, 1985, no 4, pp. 248-249 (in Russian)
7. Kovneristy Yu.K., Lazareva I.Yu., Ravaev A.A. *Materialy, pogloshchayushchie SVCh-izlucheniya* [Materials that absorb the microwave radiation] Moscow, Nauka, 1982, 163 p. (in Russian)
8. Calame J. P., Abe D. K. *Proc. IEEE*, 1999, 87, no 5, pp. 840-864.
9. Serbenyuk T. B., Aleksandrova L. I., Zayika M. I. et al. *Sverkhтвердые материалы*, 2008, no 6, pp. 29-39 (in Russian)

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Вонг Б.П., Миттал А., Цао Ю., Старр Г. Нано-КМОП-схемы и проектирование на физическом уровне.— Москва: Техносфера, 2014.

Книга содержит весьма актуальные сведения по особенностям современных технологий СБИС уровня 130–90 нм, которые необходимо знать и учитывать при проектировании. Здесь также описаны соответствующие приемы проектирования на физическом уровне для схем смешанного сигнала и аналоговых компонентов, схем памяти, методов снижения потребляемой мощности, схем ввода/вывода и защиты от электростатического разряда, целостности сигнала с учетом длинных межсоединений. В книге также рассмотрены приемы проектирования, обеспечивающие повышение выхода годных и учет вариаций технологического процесса.

Книга может быть весьма полезна не только конструкторам, но и инженерам-технологам, осуществляющим разработку новых технологий и соответствующих правил проектирования.



Д. т. н. В. А. ПОНОМАРЕВ, к. т. н. О. В. ПОНОМАРЕВА

Россия, Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

E-mail: ponva@mail.ru

ИНВАРИАНТНОСТЬ ТЕКУЩЕГО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ФУРЬЕ-СПЕКТРА ДЕЙСТВИТЕЛЬНЫХ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ НА КОНЕЧНЫХ ИНТЕРВАЛАХ

Рассмотрены вопросы измерения Фурье-спектров сигналов в базисе дискретных экспоненциальных функций. Предложены методы и алгоритмы скользящих измерений энергетических Фурье-спектров сигналов на конечных интервалах. Исследована инвариантность текущего энергетического Фурье-спектра сдвигу дискретных действительных сигналов, не являющихся периодическими. Приведены теоретические и практические результаты анализа инвариантности текущих энергетических Фурье-спектров тональных компонент.

Ключевые слова: дискретный сигнал, конечный интервал, скользящие спектральные измерения, инвариантность текущих энергетических Фурье-спектров, тональные компоненты.

В настоящее время круг приложений цифрового Фурье-анализа дискретных сигналов на конечных интервалах постоянно расширяется. Это объясняется, с одной стороны, преимуществами цифровой обработки сигналов, среди которых гарантированная точность, идеальная воспроизводимость результатов, высокая производительность и экономичность, с другой стороны — проведением интенсивных исследований в данной области по созданию и разработке новых методов.

Во многих приложениях цифровой обработке подвергаются сигналы, энергетический Фурье-спектр (ЭФС) которых изменяется во времени [1]. Например, с измерениями их ЭФС приходится иметь дело в таких предметных областях, как радиолокация, виброакустическая диагностика, распознавание и синтез речи, пассивная гидролокация, биомедицина [1–4]. Способ, позволяющий проводить такие измерения и называющийся скользящим спектральным измерением, заключается в измерении текущего (скользящего) ЭФС сигнала во временном окне в N отсчетов, при этом перед повторным спектральным измерением временное окно смещается на один отсчет. Такой спектр носит название текущего (скользящего) ЭФС (ТЭФС).

Заметим, что широкое применение дискретного преобразования Фурье для анализа случайных сигналов на конечных интервалах во многом объясняется тем, что ТЭФС периодического сигнала, содержащего N отсчетов (далее — N -периодический сигнал), инвариантен временному сдвигу исходного сигнала [5, 6]. Однако обычно на практике исследуемый сигнал не является периодическим, поскольку,

как правило, период сигнала априори не известен, поэтому нельзя выбрать конечный интервал анализа равным периоду исходного сигнала. Очевидно, что потеря инвариантности ТЭФС неизбежно приведет к ошибкам методического характера при решении задач обнаружения гармонических компонент и измерения их параметров. При этом, как показывает практика, некоторые процессы и эффекты, возникающие в приложениях цифрового спектрального анализа, к сожалению, ускользают от внимания исследователей: в известной авторам литературе рассмотрение вопроса инвариантности ТЭФС временному сдвигу сигнала, не являющегося N -периодическим, отсутствует. В настоящей работе стояла задача восполнения этого пробела в теории спектрального анализа путем исследования инвариантности ТЭФС действительных дискретных непериодических сигналов на конечных интервалах.

Измерение Фурье-спектров сигналов на конечных интервалах в базисе дискретных экспоненциальных функций

В основе теории спектрального анализа дискретных сигналов в любом конечном базисе лежит три взаимосвязанных задачи [1–3]:

- представление сигнала на конечном множестве N точек;
- определение сдвига сигнала как некоторой операции по перестановке его отсчетов внутри конечного интервала;
- определение системы дискретных базисных функций.

Измерение Фурье-спектра сигнала на конечных интервалах в базисе дискретных экспоненциальных функций основано на дискрет-

ном преобразовании Фурье (ДПФ), которое в обычной форме задается следующим соотношением [1, с. 395]:

$$S_N(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn}, \quad (1)$$

где $W_N = \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}\right)$, $k = \overline{0, (N-1)}$.

Существует и обратное преобразование Фурье (ОДПФ):

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S_N(k) W_N^{-kn}. \quad (2)$$

Следует отметить, что в рамках ДПФ решены все вышеперечисленные задачи теории спектрального анализа дискретных сигналов на конечных интервалах:

- сигнал $x(n)$ задается на конечном интервале $\overline{0, N-1}$;
- сдвиг сигнала $x(n)$ определяется как циклическая перестановка его отсчетов внутри интервала;
- в качестве базисной определена система дискретных экспоненциальных функций $\exp\left(-j\frac{2\pi}{N}kn\right)$; $k, n = \overline{0, N-1}$.

В рамках аппарата ДПФ вводятся понятия энергетического спектра $G_N(k)$ и спектра мощности $P_N(k)$ [1]:

$$G_N(k) = \frac{P_N(k)}{\Delta f} = N |S_N(k)|^2; \quad (3)$$

$$P_N(k) = |S_N(k)|^2, \quad (4)$$

где $\Delta f = 1/N$.

При этом переход от нормированной величины Δf к «истинной» $\Delta f_{\text{ист}}$ осуществляется согласно выражению $\Delta f_{\text{ист}} = \Delta f \cdot F_S$, где F_S — частота дискретизации сигнала $x(n)$.

В практике применения аппарата ДПФ необходимо учитывать следующее:

- свойства ДПФ являются точными, а не приближенными, основанными на свойствах преобразования Фурье непрерывных сигналов;
- ДПФ и ОДПФ «навязывают» циклический сдвиг последовательностям во временной и частотной областях соответственно;
- ДПФ наряду с достоинствами имеет и ряд недостатков, связанных с проявлением специфических эффектов, сопровождающих его практическое применение.

Отметим два из указанных недостатков ДПФ.

1. Коэффициенты ДПФ $S_N(k)$ последовательности $x(n)$, $n = \overline{0, N-1}$, равны значениям ее дискретно-временного преобразования Фурье (ДВПФ) [1, 2] на единичной окружности. Однако ДПФ не дает ответа на вопрос, каковы значения ДВПФ этой последовательности между

точками, порождая тем самым известный «эффект частоты».

2. Применению ДПФ сопутствует также «эффект размывания спектральных составляющих» (часто называемый «эффектом утечки»): при выполнении спектрального анализа исследуемой функции измеряется циклическая свертка спектра исследуемой функции с функцией вида $\frac{\sin(N \cdot x/2)}{N \sin(x/2)}$, которая не локализована, а размыта по частоте.

Методы и алгоритмы скользящих измерений Фурье-спектров сигналов на конечных интервалах в базисе дискретных экспоненциальных функций

Одним из методов реализации скользящих спектральных измерений на k -й частоте является использование одной секции (для нескольких частот — нескольких секций) обобщенного комплексного фильтра на основе частотной выборки (ФОЧВ). В основе ФОЧВ лежит возможность реализации КИХ-фильтра с N ответвлениями в виде последовательного соединения гребенчатого фильтра и банка из N комплексных резонаторов, схема одной секции которого приведена на рис. 1 [1, 3]. Структура, изображенная на этом рисунке, позволяет эффективно осуществлять скользящие спектральные измерения на фиксированном множестве частот $\{2\pi k/N\}$, где $k = \overline{0, N-1}$, N — число отсчетов задержки входной последовательности $x(n)$ в гребенчатом фильтре.

Другим методом проведения скользящих спектральных измерений является вычисление k -го бина ДПФ (1) в скользящем окне длительностью в N отсчетов:

$$S_N^{(r)}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n+m) W_N^{kn}, \quad (4)$$

где $k = \overline{0, N-1}$; $m = 0, 1, 2, \dots$ — число отсчетов, на которое окно в N отсчетов сдвигается вправо по сигналу $x(n)$.

Необходимо отметить, что проведение скользящих измерений методом фильтрации на основе частотной выборки более эффективно, чем методом ДПФ. Это связано с тем, что структура

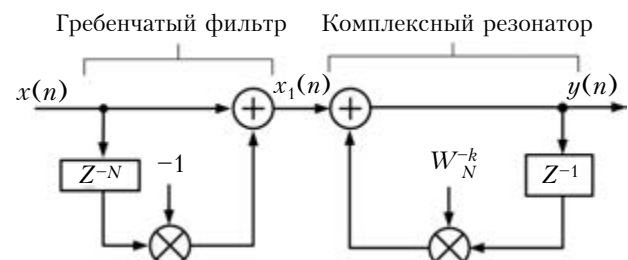


Рис. 1. Структурная схема фильтра на основе частотной выборки

ФОВ, в отличие от ДПФ, дает возможность использовать метод рекуррентного расчета значений спектра на выходе комплексного резонатора. Действительно, из анализа структуры секции ФОВ (рис. 1) следует, что в этом случае для выполнения скользящего спектрального измерения на k -й частоте необходимо (после выхода на режим скользящего измерения) выполнить всего два комплексных умножения на входной отсчет (при выполнении ДПФ необходимо, соответственно, выполнить N комплексных умножений).

В [3] рассмотрен алгоритм однобинового скользящего ДПФ (СДПФ), который позволяет рекуррентно вычислять значение k -го бина N -точечного ДПФ в скользящем окне длительностью N отсчетов. Этот алгоритм более эффективен (с точки зрения вычислений), чем алгоритм ДПФ, и позволяет проводить спектральные измерения с частотой прихода отсчетов входного сигнала.

Следует отметить, что общим недостатком всех рассмотренных методов скользящих спектральных измерений является фиксированность множества значений частот, на которых можно осуществлять эти измерения [5].

Рассмотрим вопрос инвариантности ТЭФС временному сдвигу входного сигнала для двух видов его продолжения: «естественного» (реального) и «искусственного», «навязанного» ДПФ.

Инвариантность текущего энергетического Фурье-спектра дискретных действительных сигналов

Широкое применение преобразования Фурье к анализу стационарных процессов и систем главным образом основано на фундаментальном свойстве, отмеченном Н. Винером, — свойстве инвариантности экспоненциального базиса к циклическому сдвигу [1–3].

Введем символическое обозначение для ДПФ и ОДПФ циклической (N -периодической) последовательности $x(n)$, $n = 0, N-1$:

$$x(n) \xrightarrow{F} S_N(k). \quad (6)$$

Тогда теорему сдвига для ДПФ можно записать в следующем виде:

$$\text{если } x(n) \xrightarrow{F} S_N(k), \\ \text{то } x(n+m) \xrightarrow{F} W_N^{-km} S_N(k), \quad (7)$$

где $m = 1, 2, 3, \dots$; $W_N^{-k} = \exp(j \frac{2\pi}{N} k)$ — сдвиг временного окна.

Из данной теоремы непосредственно следует инвариантность энергетического спектра (3) N -периодической последовательности $x(n \pm pN) = x(n)$, где $p = 1, 2, 3, \dots$; $n = 0, N-1$, ее сдвигу (например, при «искусственном» продолжении сигнала, «навязанном» ДПФ) [6].

Разностное уравнение СДПФ скользящего измерения на k -й частоте Фурье-спектра действительного дискретного сигнала $x(n)$ при естественном его продолжении и сдвиге временного окна на m отсчетов, запишем в следующем виде [3, с. 527]:

$$S_m(k) = W_N^{-k} S_{(m-1)}^\circ(k), \quad (8)$$

где N — число отсчетов во временном окне (длина окна);

$$S_{(m-1)}^\circ(k) = S_{(m-1)}(k) - x_{(m-1)} + x_{(m-1+N)};$$

$S_0(k) = S_{(m-1)}(k)|_{m=1}$ — значение на k -й частоте коэффициента ДПФ при выходе алгоритма на режим скользящего измерения.

Используя тригонометрическую форму записи комплексного числа, запишем $S_{m-1}(k)$, $S_{m-1}^\circ(k)$ в следующем виде:

$$S_{m-1}(k) = |S_{m-1}(k)| \cdot [\cos \varphi_{m-1} + j \sin \varphi_{m-1}];$$

$$S_{m-1}^\circ(k) = |S_{m-1}^\circ(k)| \cdot [\cos \varphi_{m-1}^\circ + j \sin \varphi_{m-1}^\circ],$$

где $|S_{m-1}(k)| = [\{\operatorname{Re}[S_{m-1}(k)]\}^2 + \{\operatorname{Im}[S_{m-1}(k)]\}^2]^{0.5}$;

$$|S_{m-1}^\circ(k)| = [\{\operatorname{Re}[S_{m-1}(k) - x_{(m-1)} + x_{(m-1+N)}]\}^2 + \{\operatorname{Im}[S_{m-1}(k)]\}^2]^{0.5};$$

$$\cos \varphi_{m-1} = \frac{\operatorname{Re}[S_{m-1}(k)]}{|S_{m-1}(k)|}, \quad \sin \varphi_{m-1} = \frac{\operatorname{Im}[S_{m-1}(k)]}{|S_{m-1}(k)|},$$

$$\cos \varphi_{m-1}^\circ = \frac{\operatorname{Re}[S_{m-1}(k) - x_{(m-1)} + x_{(m-1+N)}]}{|S_{m-1}^\circ(k)|},$$

$$\sin \varphi_{m-1}^\circ = \frac{\operatorname{Im}[S_{m-1}(k)]}{|S_{m-1}^\circ(k)|}.$$

Учитывая, что

$$W_N^{-k} = \cos \beta_k + j \sin \beta_k; \quad \beta_k = \frac{2\pi}{N} k; \quad |W_N^{-k}| = 1;$$

$$|(a+jb)(c+jd)| = |(a+jb)| \cdot |(c+jd)|;$$

$$S_m(k) = |S_m(k)| \cdot [\cos(\varphi_{m-1}^\circ + \beta_k) + j \sin(\varphi_{m-1}^\circ + \beta_k)];$$

$$|S_{m-1}^\circ(k)| = |S_m(k)|,$$

представим разностное уравнение (8) в следующей форме:

$$S_m(k) = |S_m(k)| \cdot [\cos(\varphi_{m-1} + \beta_k) + j \sin(\varphi_{m-1} + \beta_k)], \quad (9)$$

$$\text{где } \varphi_{m-1} = \arccos \frac{\operatorname{Re}[S_{m-1}^\circ(k)]}{|S_{m-1}^\circ(k)|}.$$

Из этого соотношения непосредственно следует, что значение ТЭФС действительного сигнала на k -й частоте равно

$$G_m(k) = N \cdot |S_{m-1}^\circ(k)|^2 = N \cdot [\operatorname{Re}[S_{m-1}(k) - x_{(m-1)} + x_{(m-1+N)}]]^2 + [\operatorname{Im}[S_{m-1}(k)]]^2. \quad (10)$$

Таким образом, ТЭФС сигнала на k -й частоте будет инвариантен временному сдвигу сиг-

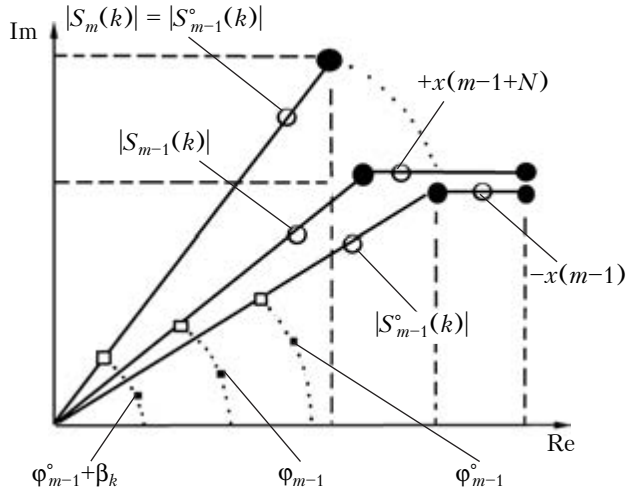


Рис. 2. Рекуррентное измерение m -го значения текущего Фурье-спектра действительного сигнала на k -й частоте

нала, когда в выражении (10) сумма $-x(m-1) + x(m-1+N)$ будет равна нулю. Частный случай, когда это будет иметь место на практике, рассмотрен выше (соотношение (7)). В общем же случае ТЭФС действительного сигнала $x(n)$ не будет инвариантен временному сдвигу «естественного» («реального») продолжения сигнала. Назовем данный эффект (по примеру уже существующих, некоторые из которых рассмотрены выше) «эффектом неинвариантности».

На рис. 2 приведена графическая интерпретация измерения текущего энергетического Фурье-спектра дискретного действительного сигнала.

Инвариантность текущего энергетического Фурье-спектра действительных тональных компонент и их суммы

Рассмотрим инвариантность ТЭФС действительных гармонических компонент вида

$$x(n) = \cos\left[\frac{2\pi}{N}(k+q)n\right], \quad (11)$$

где $0 \leq q < 1$, $k = \overline{1, N/2}$.

Нетрудно видеть, что если параметр q , характеризующий «несогласованность» периода гармонической компоненты с интервалом анализа N , равен нулю, то действительный тональный сигнал «укладывается» на интервале анализа целое число раз и его ТЭФС инвариантен временному сдвигу исходного сигнала. То есть в этом случае естественное продолжения сигнала во временном окне будет совпадать с циклическим (периодическим) продолжением сигнала, которое «навязывается» ДПФ [1, 7–9].

Выше было показано, что для инвариантности ТЭФС произвольного входного сигнала $x(n)$ на k -й частоте его временному сдвигу достаточно равенства нулю выражения

$$c(m) = x(m-1+N) - x(m-1).$$

Для нашего частного случая введем функцию двух переменных $c(m, q)$, аналогичную функции $c(m)$:

$$c(m, q) = \cos\left[\frac{2\pi}{N}(k+q)(m-1+N)\right] - \cos\left[\frac{2\pi}{N}(k+q)(m-1)\right]. \quad (12)$$

Применив тригонометрическое тождество разности косинусов, преобразуем это выражение к виду

$$c(m, q) = -2 \sin \pi q \times \sin\left[\frac{2\pi}{N}(k+q)(m-1) + \pi q\right]. \quad (13)$$

Таким образом, функция $c(m, q)$, характеризующая инвариантность ТЭФС сигнала $x(n)$ (11) на k -й частоте, при каждом конкретном значении параметра q представляет собой гармоническое колебание с амплитудой $2\sin \pi q$, фазой πq и частотой $k+q$. При этом инвариантность ТЭФС сигнала $x(n)$ (11) имеет место, как и следовало ожидать, только при значении параметра $q=0$.

На рис. 3 показано изменение функции $c(m, q)$ при фиксированных значениях частоты k

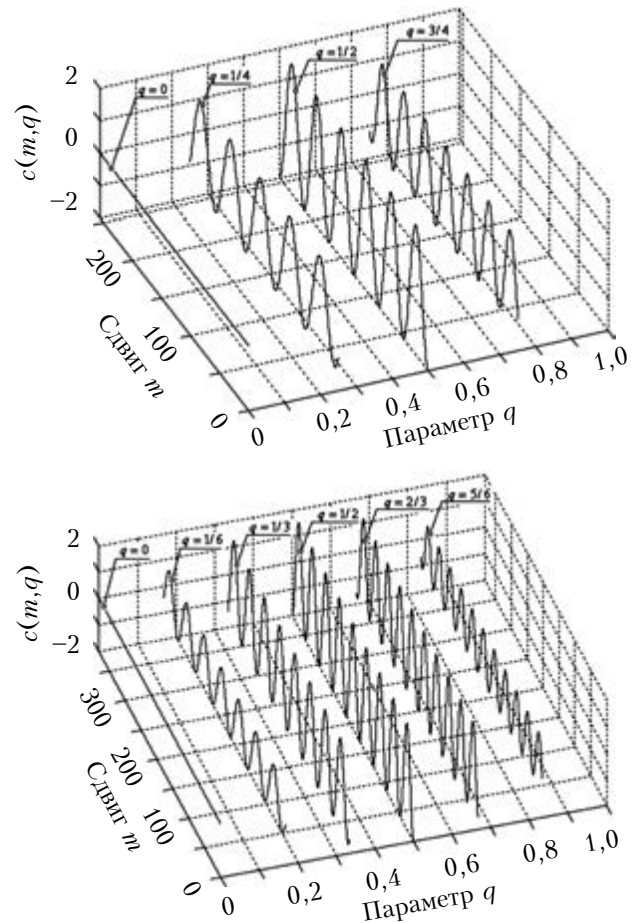


Рис. 3. Изменение амплитуды функции $c(m, q)$ в зависимости от сдвига m при различных значениях параметра q при $k=1$ и $N=64$

и длительности окна в N отсчетов. Как мы видим, гармоническая компонента функции $c(m, q)$ при значении параметра $q=1/2$ имеет максимальную амплитуду, равную двум. Очевидно, что при изменении частоты гармонического сигнала (11) амплитуды гармонических компонент функции $c(m, q)$ зависят исключительно от значения параметра q и не зависят ни от N , ни от k .

Рассмотрим характеристики гармонических компонент функции $c(m, q)$.

Если представить у действительной гармонической компоненты $x(n)$ (11) значение параметра q в виде дроби $q=1/p$, где p — целое число, то интервал $N_1 = Np$ будет являться периодом для функции $x_1(n)$ при реальном продолжении $x(n)$. Следовательно, при любых q и k среднее значение гармонических компонент функции $c(m, q)$ на интервале N_1 будет равно нулю:

$$M = \frac{1}{N_1} \sum_{n=0}^{N_1-1} x_1(n) = 0,$$

а дисперсия

$$D(q) = \frac{1}{N_1} \sum_{n=0}^{N_1-1} x_1^2(n)$$

будет зависеть от q и не будет зависеть от k .

На рис. 4 приведен график изменения дисперсии функции $c(m, q)$ в зависимости от q , откуда видно, что она имеет максимальное значение при $q = 1/2$.

Для более полного понимания вопроса инвариантности ТЭФС сигнала $x(n)$, представляющего собой сумму действительных гармонических компонент вида (11), рассмотрим взаимосвязь ДПФ сигнала, заданного на конечном интервале, с дискретно-временным преобразованием Фурье и с операцией дополнения нулями.

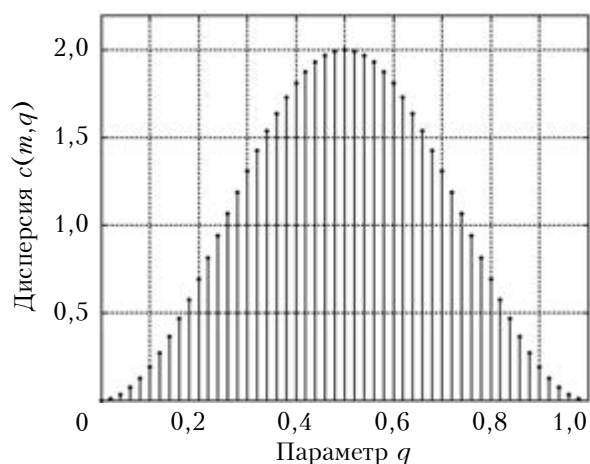


Рис. 4. Изменение дисперсии функции $c(m, q)$ в зависимости от параметра q

Известно, что ДВПФ представляет собой z -преобразование сигнала $x(n)$ (1), вычисленное на единичной окружности [1, с. 41; 2, с. 151]:

$$S(f) = S(z) \big|_{z=\exp(-j \cdot 2\pi f)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \times \exp(-2\pi f n), \quad -\frac{1}{2} \leq f \leq \frac{1}{2}. \quad (14)$$

В то же время, коэффициенты ДПФ $S_N(k)$ последовательности $x(n)$, $n = \overline{0, N-1}$, в соответствии с (1) равны значениям ее z -преобразования в точках $\{2\pi k/N\}$, $k = \overline{0, (N-1)}$, равномерно расположенных на единичной окружности (рис. 5).

Таким образом, ДПФ равно ДВПФ в точках $\{2\pi k/N\}$, $k = \overline{0, (N-1)}$. Следовательно, ТЭФС некоторого сигнала, полученный методом ДПФ, будет инвариантен временному сдвигу тогда и только тогда, когда модуль ДВПФ этого сигнала в указанных точках не будет зависеть от временного сдвига сигнала.

С помощью операции дополнения нулями можно вычислить значения ДВПФ между точками $\{2\pi k/N\}$, $k = \overline{0, (N-1)}$, на единичной окружности, уменьшив тем самым влияние «эффекта частоты». Суть этой операции заключается в получении сигнала $x_1(n)$ путем дополнения исходного сигнала $x(n)$ нулевыми отсчетами до длины $M=pN$, где p — целое число (обычно M является целой степенью двух), и последующим вычислением ДПФ сигнала $x_1(n)$. В результате получаем не только значения ДПФ, равные значениям ДВПФ в точках $\{2\pi k/N\}$, но и интерполированные значения ДВПФ между этими точками (см. рис. 5). В предельном случае при бесконечном числе вводимых нулевых отсчетов ДПФ сигнала $x_1(n)$ может рассматриваться как ДВПФ сигнала $x(n)$.

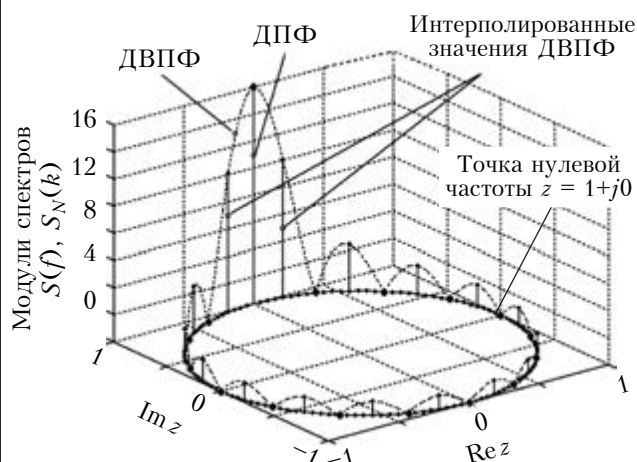


Рис. 5. Расположение значений z -преобразования сигнала на единичной окружности, его ДВПФ, ДПФ, а также интерполированные значения ДВПФ при $M=32$

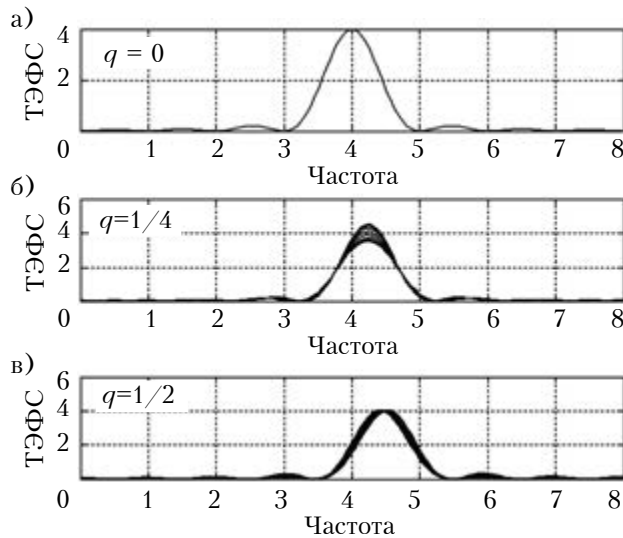


Рис. 6. Неинвариантность ТЭФС сигнала $x(n) = \cos\left[\frac{\pi}{8}(4 + q)n\right]$, дополненного 240 нулевыми отсчетами, при $N=16$, $k=4$, $m=10$ и различных значениях q

Прежде чем перейти к измерению ТЭФС гармонической компоненты (11) при различных значениях параметра q , сделаем одно важное замечание, которое следует из полученных результатов.

ТЭФС сигнала $x(n)$, состоящего из суммы действительных гармонических колебаний вида (11), периоды некоторых из которых не кратны интервалу анализа N , не будет инвариантен временному сдвигу, т. к. для такого сигнала теорема сдвига не справедлива. Отметим, что при этом часть гармонических колебаний (или все гармонические колебания), входящие в состав сигнала $x(n)$, могут быть также периодическими, но на другом интервале $N_1 > N$. В частном случае ТЭФС действительной гармонической компоненты $x(n)$ вида (11) при $q \neq 0$ не будет инвариантен ее временному сдвигу.

Для иллюстрации эффекта неинвариантности ТЭФС был выбран сигнал в виде гармонической компоненты (11) при следующих параметрах: $N=16$, $k=4$, $q=0$; $1/4$; $1/2$, число нулевых отсчетов 240, число сдвигов (по одному отсчету) $m=10$. Энергетические спектры исходного сигнала, полученные с помощью операции дополнения нулями, выводились на один график, который представлен на рис. 6 (на графике в силу симметричности энергетического спектра действительных сигналов относительно точки $N/2$ выведена только его левая половина).

«Размытость» кривой на рис. 6 характеризует изменение ДВПФ сигнала $x(n) = \cos\left[\frac{\pi}{8}(4 + q)n\right]$ от сдвига при «естественном» (реальном) продолжении входного сигнала и, следовательно

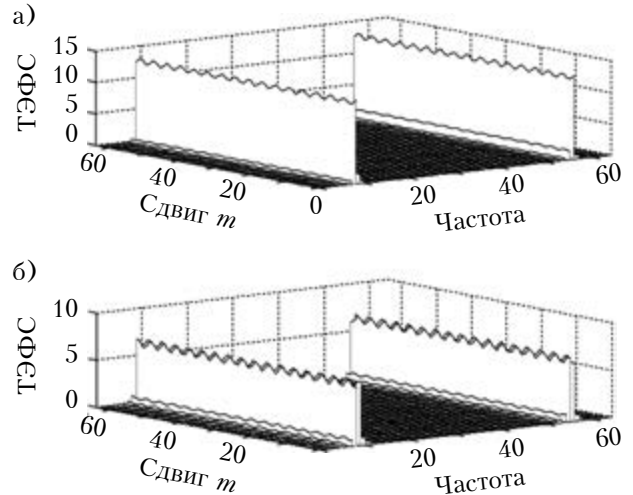


Рис. 7. ТЭФС гармонической компоненты $x(n) = \cos\left[\frac{2\pi}{N}(k + q)n\right]$ при $q = 1/4$ (а) и $q = 1/2$ (б)

(учитывая взаимосвязь ДПФ и ДВПФ), неинвариантность ТЭФС исходного сигнала.

С другой стороны, эффект неинвариантности ТЭФС модельного сигнала (11) можно проиллюстрировать результатами измерения его ТЭФС при различных значениях параметра q , которые приведены на рис. 7.

На рис. 7 можно увидеть проявление сразу двух явлений, сопровождающих цифровую спектральную обработку рассматриваемого сигнала. Это известный эффект размывания спектральных составляющих (называемый часто эффектом утечки, английский термин — leakage) и эффект неинвариантности, выявленный в настоящей работе (предлагаемый английский термин «non-invariance»). При этом, если значение параметра равно нулю, то ни один из эффектов не проявляется. Отсутствие проявления в этом случае эффекта утечки объясняется тем, что коэффициенты ДПФ «попадают» в нули ДВПФ на единичной окружности отрезка гармонической компоненты. Отсутствие же проявления эффекта неинвариантности связано с тем, что естественное продолжение сигнала во временном окне совпадает с циклическим (периодическим) продолжением, «навязываемым» ДПФ. Если же значение параметра не равно нулю, то проявляется и эффект размывания спектральных составляющих, и эффект неинвариантности.

Заключение

Исследования выявленного авторами эффекта неинвариантности текущего энергетического Фурье-спектра, проведенные в настоящей работе, позволяют:

— по-новому взглянуть на результаты измерения на конечных интервалах текущих Фурье-спектров и текущих энергетических Фурье-спектров сигналов, а также дать числен-

ную оценку невариантности текущих энергетических Фурье-спектров действительных тональных компонент;

— повысить эффективность применения цифрового спектрального анализа во многих его приложениях, в частности при решении задач по обнаружению и выявлению скрытых периодичностей (гармонических, тональных компонент) в таких предметных областях, как радиолокация, виброакустическая диагностика, пассивная гидролокация, биомедицина и т.п.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. — Москва: Мир, 1978.
2. Оппенгейм Э. Применение цифровой обработки сигналов. — Москва: Мир, 1980.
3. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. — Москва: ООО «Бином-Пресс», 2007.
4. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Виброакустическое диагностирование коробок передач станков цифровыми методами // Станки и инструмент. — 1983. — № 9. — С. 18–21.

5. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Теория и применение параметрического дискретного преобразования Фурье // Цифровая обработка сигналов. — 2011. — № 1. — С. 2–6.

6. Пономарева О.В., Пономарев А.В., Пономарева Н.В. Скользящее параметрическое ДПФ в задачах обнаружения тональных компонент // Цифровая обработка сигналов. — 2012. — № 4. — С. 2–7.

7. Пономарев В.А., Пономарева О.В. Обобщение дискретного преобразования Фурье для интерполяции во временной области // Известия Вузов СССР. Радиоэлектроника. — 1983. — Т. XXVI, № 9. — С. 67–68.

8. Пономарева О.В., Пономарев А.В., Пономарева Н.В. Метод быстрого вычисления дискретного преобразования Фурье действительных последовательностей // Цифровая обработка сигналов. — 2013. — № 2. — С. 10–15.

9. Пономарева О. В. Развитие теории спектрального анализа дискретных сигналов на конечных интервалах в базе параметрических дискретных экспоненциальных функций // Цифровая обработка сигналов. — 2010. — № 2. — С. 7–12.

Дата поступления рукописи
в редакцию 01.10.2013 г.

В. О. ПОНОМАРЬОВ, О. В. ПОНОМАРЬОВА

Росія, Іжевський державний технічний університет ім. М. Т. Калашникова
E-mail: ponva@mail.ru

ІНВАРІАНТНІСТЬ ПОТОЧНОГО ЕНЕРГЕТИЧНОГО ФУР'Є-СПЕКТРА ДІЙСНИХ ДИСКРЕТНИХ СИГНАЛІВ НА СКІНЧЕННИХ ІНТЕРВАЛАХ

Розглянуто питання вимірювання Фур'є-спектрів сигналів в базисі дискретних експоненційних функцій. Запропоновано методи та алгоритми ковзних вимірювань енергетичних Фур'є-спектрів сигналів на скінченних інтервалах. Досліджено інваріантність поточного енергетичного Фур'є-спектра зсуву дискретних дійсних сигналів, які не є періодичними. Наведено теоретичні та практичні результати аналізу інваріантності поточних енергетичних Фур'є-спектрів тональних компонент.

Ключові слова: дискретний сигнал, скінченний інтервал, ковзні спектральні вимірювання, інваріантність поточних енергетичних Фур'є-спектрів, тональні компоненти.

DOI: 10.15222/TKEA2014.1.15
УДК 621.391

PONOMAREV V. A., PONOMAREVA O. V.

Russia, Kalashnikov Izhevsk State Technical University
E-mail: ponva@mail.ru

THE INVARIANCE OF CURRENT ENERGY FOURIER SPECTRUM OF DISCRETE REAL SIGNALS ON FINITE INTERVALS

Digital spectral analysis of signals based on DFT has a number of advantages. However, the transition from analog to digital methods and techniques is accompanied by a number of undesirable effects. Signals in each subject area usually have their own specifics. Therefore, it is necessary to study these effects in applications of spectral Fourier analysis.

Such research is important for three reasons. Firstly, DFT properties are accurate, have their own specificity and significantly differ from the properties of the Fourier transform of continuous signals. Secondly, signals in each subject area have their own specificity. Thirdly, researchers often have prevailing knowledge in some particular domain, rather than in the field of digital signal processing techniques. As a result, in practice, some of the processes and effects arising in applications of digital spectral analysis, unfortunately, escape the attention of researchers which can result in erroneous conclusions. The paper deals with the problems of measuring Fourier spectrum of signals in the base of discrete exponential functions. Methods and algorithms of sliding measurements of energy Fourier spectrum of signals on finite intervals were described. The invariance of current energy Fourier spectrum to moving discrete real signals (which are not periodic) were investigated. The authors identify a new effect of digital spectral analysis — the effect of non-invariance of the current

energy Fourier spectrum. Theoretical and practical results of analysis of invariance of current energy Fourier spectrum of tonal components are shown.

The conducted studies allow us:

— to see in a new light the measurement results on finite intervals of current Fourier spectrum and the current energy Fourier spectra of signals; give a numerical estimate of the non-invariance of the current energy Fourier spectrum of real tonal components.

— to increase the effectiveness of digital spectral analysis in its many applications, in particular, for solving the problems on detection and identification of hidden periodicities in such subject areas as radar, vibroacoustic diagnostics, passive sonar, biomedicine, etc.

Keywords: digital signal, final interval, «sliding» spectral measurement basis, invariance of current Fourier spectrum, tonal components.

REFERENCES

1. Rabiner L. R., Gold B. *Theory and application digital signal processing*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, USA, 1975. 762 p.
2. Oppenheim A.V. *Application of digital signal processing*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, USA, 1978. 499 p.
3. Lyons R. G., *Understanding digital signal processing*. Prentice Hall PTR Upper Saddle River, New Jersey, USA, 2004.
4. Ponomarev V.A., Ponomareva O.V. [Digital methods of vibroacoustic diagnosing of machines transmission] *Stanki i instrument*, 1983, no 9, pp. 18-21 (in Russian)
5. Ponomarev V.A., Ponomareva O.V. [Theory and application of parametric discrete Fourier transform] *Tsifrovaya obrabotka signalov*, 2011, no 1, pp. 2-6 (in Russian)
6. Ponomareva O.V., Ponomarev A.V., Ponomareva N.V. [Sliding parametric DFT in problems of detecting tonal components] *Tsifrovaya obrabotka signalov*, 2012, no 4, pp. 2-7. (in Russian)
7. Ponomarev V.A., Ponomareva O.V. Generalization of discrete Fourier transform for interpolation in time domain. *Electronic and Electrical Engineering*, 1984, no 3, pp. 27-30
8. Ponomareva O.V., Ponomarev A.V., Ponomareva N.V. [Method for fast evaluation discrete Fourier transform real sequence] *Tsifrovaya obrabotka signalov*, 2013, no 2, pp. 10-15 (in Russian)
9. Ponomareva O.V. [Development of the theory of spectral analysis of discrete signals in a finite interval in basis parametric discrete exponential functions] *Tsifrovaya obrabotka signalov*, 2010, no 2, pp. 7-12 (in Russian)

НОВЫЕ КНИГИ

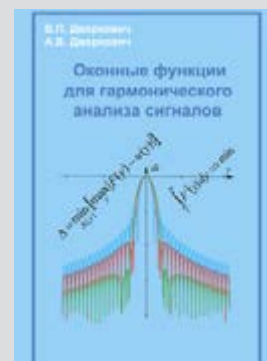
НОВЫЕ КНИГИ

Дворкович В. П., Дворкович А. В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов.— Москва: Техносфера, 2014.

Книга содержит сведения о классических оконных функциях и их параметрах, а также предложенные авторами новые методы синтеза оконных функций с применением следующих алгоритмов:

- минимизации спектральных составляющих оконных функций вне пределов заданного интервала;
- минимизации различий формы и спектра оконных функций;
- максимизации скорости спада уровней боковых лепестков спектра оконных функций;
- перемножения относительных спектров оконных функций.

В приложениях приводится описание методов синтеза оптимальных сигналов, ограниченных по спектру и практически ограниченных по длительности, и синтеза сигналов, форма которых совпадает с огибающей их спектра, разработанных на базе алгоритмов вычисления новых оконных функций.



*I. G. PROKOPENKO, Dr.Sc., V. Iu. VOVK, I. P. OMELCHUK, Ph.D.,
Yu. D. CHIRKA, K. I. PROKOPENKO, Ph.D.*

Ukraine, Kiev, National Aviation University

E-mail: prokop-igor@yandex.ru, vitalii.vovk@nau.edu.ua

LOCAL TRAJECTORY PARAMETERS ESTIMATION AND DETECTION OF MOVING TARGETS IN RAYLEIGH NOISE

The problem of detection of moving targets and estimation of local trajectory parameters based on the analysis of sensor data in the form of two-dimensional image is considered. In accordance with the target and sensor models, probability distribution of noise at the output of the detector is Rayleigh distribution, while probability distribution of signal is Rice distribution. Two trajectory parameters estimation techniques are considered: ordinary least squares and Hough transform. A detection stage based on the integration of an input signal along estimated trajectory is proposed. Statistical modeling was performed and detection characteristics were obtained.

Keywords: target detection, moving target, estimation, trajectory, track-before-detect, Rayleigh noise, Hough transform, least squares.

Moving targets detection and estimation of their trajectory parameters are the tasks of secondary stage of radar signal processing. Classical approaches to tracking and detection of moving low-snr (signal-to-noise ratio, **SNR**) targets are based on multi-survey analysis of radar data with thresholding procedure applied to it. In the case of rapid target detection tasks, it is necessary to reduce the number of surveys before decision about target presence can be made. Such rapid targets may produce on a radar image a few samples instead of one. In this case energy backscattered from the target is distributed along the entire trajectory, forming a track. This "blurring" effect causes the decreasing of SNR. For low-snr targets the threshold must be low (or even should be absent at all) to allow sufficient probability of target detection. A low threshold also gives a high rate of false detections which cause the tracker to form false tracks. In this case information about target trajectory may be very useful to provide an opportunity to integrate all backscattered from the target power along the entire trajectory.

The commonly used group of algorithms working with raw unthresholded data to estimate target state is known in literature as the track-before-detect (**TBD**) [1]. These methods are used when classical thresholding approaches are not suitable for tracking and detecting targets due to low SNR, typically stealthy military aircraft and cruise missiles, for which thresholding has an undesirable effect of disregarding potentially useful data [2].

Sensor image is often a highly nonlinear function of the target state (which describes kinematic and power parameters of the target). There are

a number of methods to deal with this nonlinearity. First of all, such estimation techniques as the Viterbi algorithm [3] and the hidden Markov model (Baum-Welsh) filter or smoother [4] can be applied to the discretized state space, when nonlinearity is irrelevant due to such discretization. Such technique is used in several approaches to TBD, e.g. [5–7]. The main disadvantage of discretization of the state space leads to high computation and memory resource requirements.

To avoid the problems mentioned above, an alternative approach called "particle filtering" can be used to solve the nonlinear estimation task [2, 8]. This method (also called Sequential Monte Carlo) uses Monte Carlo techniques to solve the analytically intractable estimation integrals. It uses randomly placed samples instead of fixed samples as is the case for the discretized state space. Particle filtering has been used by a number of authors for TBD, e.g. [9–11]. In many cases it is possible to achieve close or even similar estimation performance for lower cost by using less sampling points than would be required for a discrete grid.

An alternative approach to estimation of the target state is called the histogram probabilistic multi-hypothesis tracking (**PMHT**) algorithm [12]. In this method, a parametric representation of the target state pdf is used rather than a numerical one. This makes it possible to reduce the computational load of the algorithm. The main idea of maximum likelihood probabilistic data association (**PDA**) is to reduce the threshold to a low level and then apply a grid-based state model for estimation [13, 14] rather than using the whole

sensor image. The association of the high number of measurements is handled using PDA.

In addition to estimating the target state, the TBD algorithm needs to detect the presence or absence of targets. One method to do this is to extend the state space by including target presence state. In this case, null-presence state will correspond to the case when there is no target [9, 15]. A target is detected when any state other than the null state has the highest probability. Another closely related concept is to use a separate Markov chain to describe the target presence state as originally introduced for PDA in [16]. This approach has been used for the particle filter [10] and a generalized version was applied to the PMHT [17]. Comparison of detection performance for TBD algorithms mentioned above has been done by Davey, et al. [18].

Many of the articles mentioned above deal with radar data in the form of a two-dimensional image. The x and y axes correspond to range-bearing subspace of a global range-bearing-elevation-doppler measuring hypercube, or to linear space coordinates, which are obtained from these measurements. It is usually assumed that equal size of resolution bins (cells) may be feasible in case when space being studied is a small part of the observed sector and is far enough from the sensor.

A sequence of radar images is usually processed before the decision about target presence or absence can be made in TBD approaches. A target is usually a point scatterer which produces a blurred spot on the radar image (**Fig. 1**), moving from frame to frame according to the kinematic parameters of the target.

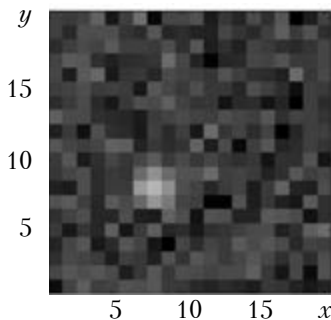


Fig. 1. Example of a radar image in some TBD applications [11]

In this paper we describe the approach, which has two main distinctions from the methods mentioned above. Firstly, to decrease computational efforts, we try to avoid using any grid-based algorithms, either uniform or non-uniform (as in particle filtering). For the

same reason we do not estimate the target state pdf. Secondly, our method can be applied to analyze a radar image, which may contain not just a single sample, but a track of the moving target. This fact gives additional information which can be used to reduce a number of analyzed radar images before decision about target presence can be made. Such images can be formed from a sequence of radar plots in case of slow moving targets, or even a single radar plot in case of rapid moving targets ("rapid" compared with the radar image forming time). Here several assumptions are made:

1) the target is a point scatterer; 2) the target has enough speed to produce track while the radar image (frame) is being formed; 3) the trajectory of the target is close to linear; 4) all resolution cells (bins) are of equal size. This can be relevant in case of small radar target (e.g. cruise missile) tracked by phased-array or multiple beams systems with wideband signal (e.g. MIMO radars with pseudo-noise signals or systems with frequency modulated pulse compression). The similar radar images can be obtained by observing ionized trails in atmosphere produced by meteors in radar meteor detection systems [19]. However, in this case we deal with a linearly distributed target. Another interpretation of the xy -plane could be a projection of space volume onto the sensor in optical or infrared systems (e.g. forward looking infrared, FLIR [20]). Such systems are used in some cases when a high resolution is needed (e.g. for detection of meteors or fast cruise missiles) [21]. Hereinafter we will assume that the target is a fast moving point radar object.

The proposed algorithm contains two main stages [22]. At the first stage geometric parameters of a potential trajectory should be estimated. There are two commonly used methods to perform such estimation: ordinary least squares technique [23] and Hough transform [24]. At the second stage a decision about target presence is made by simple detection technique based on the integration along the track of a power backscattered from the target. This algorithm can also be used for more accurate forming of proposed distributions in particle filter TBD approaches, or as initiation procedure for complex trajectory detection by analysis of its small linear part.

Target, signal and sensor models

Target model

As it was mentioned earlier we assume the target to be a rapid point-scattering object. We take into account two models of target moving: linear and non-linear (parabolic). The linear target moving model can be described in Cartesian x - y -plane in the form $\rho = x(t)\cos\theta + y(t)\sin\theta$ or, which is equal to $\rho = x(t)\sin\varphi + y(t)\cos\varphi$ (see **Fig. 2**), where ρ is the distance from the origin to a straight line, to which trajectory belongs; θ is the anticlockwise angle between the x -axis and the perpendicular from the origin to the straight line; $\varphi = -(\theta - \pi/2)$;

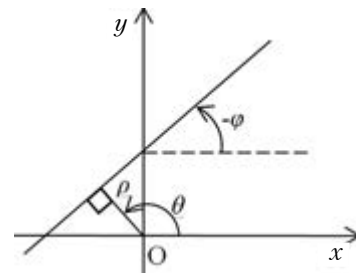


Fig. 2. Geometric representation of a straight line

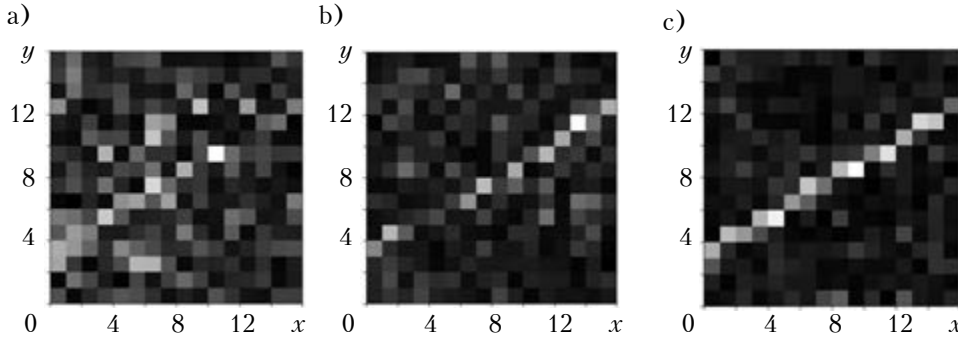


Fig. 3. Images with simulated linear tracks of moving target for signal-to-noise ratio equals 4 dB (a), 7 dB (b) and 10 dB (c)

x and y are the space coordinates; t is time (either continuous or discrete).

The parabolic target moving model is described by the equation $y(t) = a_2x^2 + a_1x + a_0$. We should note that such representation does not take into account the possible rotations of the parabolic trajectory.

Signal model

The signal at the input of the sensor is a sequence of radio pulses with constant carrier frequency ω , random phase ϕ and constant amplitude v_S . The noise is an additive Gaussian random process. Thus, along the trajectory, the signal-noise model is

$$S = v_S \cos(\omega t + \phi) + w, \quad (1a)$$

and outside the trajectory, the model is

$$S = w. \quad (1b)$$

Here $w \sim N(0, \sigma_N)$, σ_N is a standard deviation of noise; $N(m, \sigma)$ denotes Gaussian distribution with mean m and standard deviation σ .

Sensor model

The analysed image is a grayscale image formed from the output of the amplitude detector. According to (1), values of each pixel (sample) of the image are distributed with Rice distribution, if such sample belongs to the trajectory of the target [25, p. 19]:

$$z_{x,y} = \frac{w_{x,y}}{\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{(w_{x,y}^2 + v_S^2)}{2\sigma_N^2}\right) I_0\left(\frac{w_{x,y}v_S}{\sigma_N^2}\right), \quad (2a)$$

and with Rayleigh distribution, if it does not:

$$z_{x,y} = \frac{w_{x,y}}{\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{(w_{x,y}^2)}{2\sigma_N^2}\right), \quad (2b)$$

where $I_0(\cdot)$ is the modified Bessel function of zero order; x and y are coordinates of the sample.

Some examples of images which correspond to the model described by (2) are presented in **Fig. 3** (hereinafter the measure units for x and y axes will be the same nominal units, the size of image pixel corresponds to the size of the resolution cell).

Selection of important samples

The trajectory parameters estimation procedure consists of two subtasks. At first we need to select a set of samples (hereinafter “important samples”) from the source image, which will be used later for estimation of the trajectory parameters. Then, the parameters of the trajectory must be estimated in some way. We shall consider Hough transform and ordinary least squares techniques to do this. Both techniques in a 2D-image case require set of samples’ coordinates as the input. We consider a several methods to select such samples, based on order statistics.

The first method involves the independent applying of two Boolean masks to the original image. Both masks are of the same size as the original image. The first mask is formed in the following way. For every row of it we set “true” in the bin, which holds the maximum value in the corresponding row of the source image (R -mask) and “false”

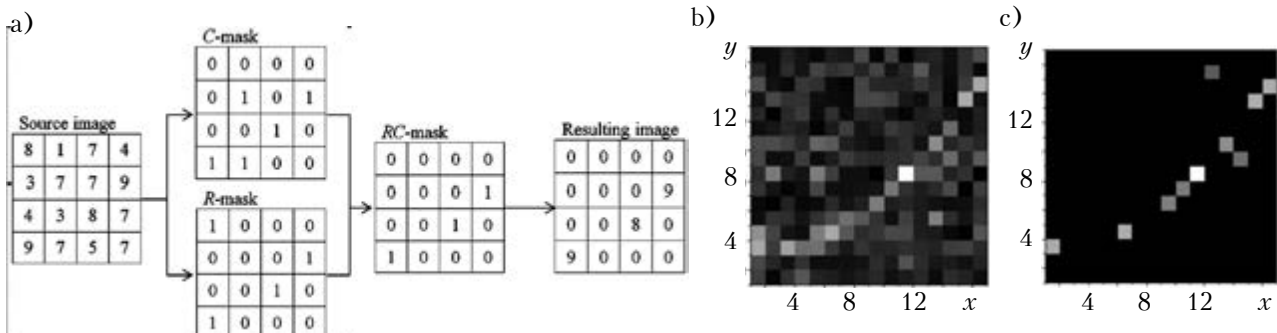


Fig. 4. Procedure for selecting important samples (RC-mask) (a) and example of its application: b – source image; c – resulting image

elsewhere. The second mask is formed in the same way, but for columns (C-mask). These masks are then independently applied to the source image. Thus, we obtain two sets of important samples for further analysis. The second method is based on applying to the source image the result of a conjunction of R- and C-masks $RC = R \wedge C$ (Fig. 4).

The third method assumes additional use of two binary masks formed in the same way as R-mask and C-mask but for diagonal (D-mask) and cross-diagonal (CD-mask) elements. Thus, the resulting mask $RCD = (R \wedge C) \vee (D \wedge CD)$.

The normalized power properties for different sample selection techniques are shown in Fig. 5 (P_{SEL} is the power that corresponds to selected important samples; P_{SIG} is the full power backscattered from target power; P_{SP} is the power backscattered from the target power that corresponds to selected important samples). These plots were obtained as a result of computer modeling with number of simulations $N=2,000$ and image size 16×16 pixels (all simulated tracks were built in the way they crossed the center of the image). In Fig. 5, a the power that corresponds to selected important samples normalized to full signal power (full power backscattered from target) is shown. It can be clearly seen that in low-snr region important samples mainly correspond to noise. Fig. 5, b shows that for all proposed techniques the amount of used signal power (the backscattered power that corresponds to the true trajectory) is increased with the increase of SNR, but RC technique rejects the half of useful data. At the same time, as it can be seen from Fig 5, c, RC technique shows the lowest level of noise samples power among other sample selection techniques. This is important for trajectory parameters estimation procedures, because, due to low order of trajectory nonlinearity, its parameters still can be estimated by small number of important samples (2 or 3). Due to this fact, it is better to lose some useful information at this step, but reduce more noise samples. The average number of selected noise samples for different sample selection technique in case when there is no actual track presented in the radar plot of size $M \times M$ is shown in Table 1.

We should note that such approach cannot be applied in case of two or more closely-spaced targets, because of missing and mixing data from such targets.

To additionally reduce the number of noise samples being selected, an additional clearing procedure

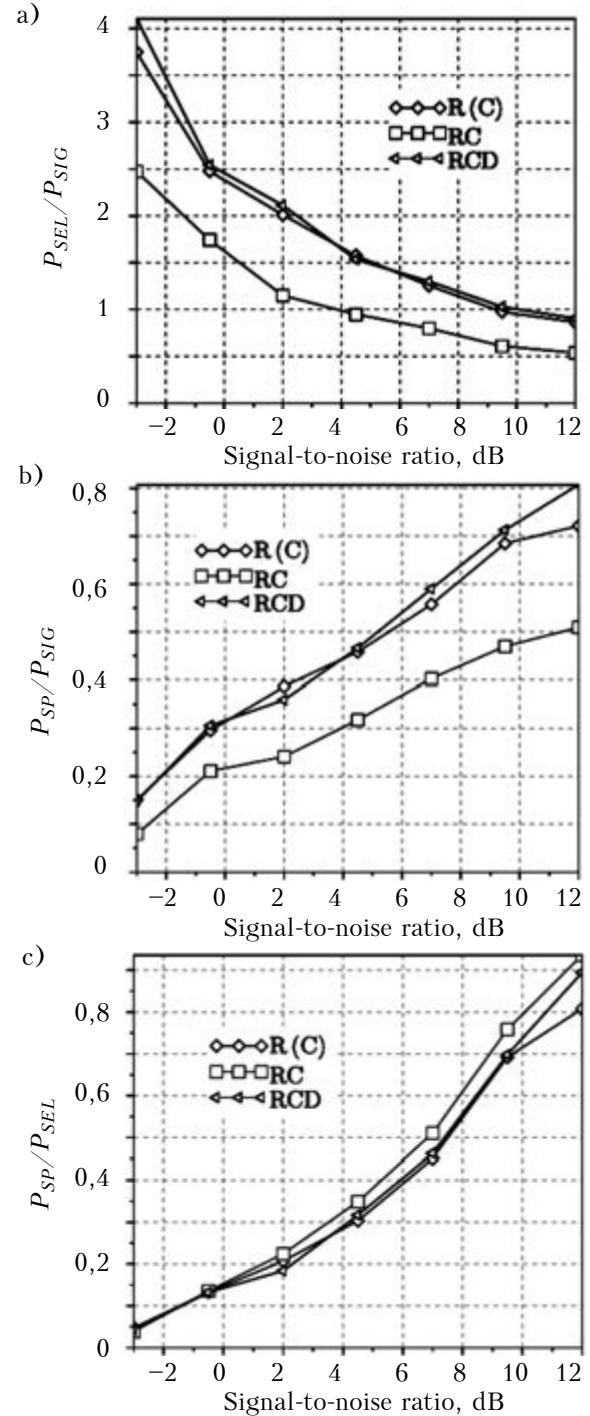


Fig. 5. Normalized power properties for different sample selection techniques

Table 1

Average number of selected samples for different sample selection techniques

Sample selection technique	R(C)	RC	RCD
Average number of selected samples	M	$\frac{M^2}{2(M-1)}$	$\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \frac{1}{k_{i,j} + l_{i,j} - 1}, k_{i,j} = \begin{cases} M-i+j, & \text{if } i > j, \\ M-j+i, & \text{otherwise;} \end{cases}$ $l_{i,j} = \begin{cases} i+j-1, & \text{if } M-j+1 > i, \\ 2M-i-j+1, & \text{otherwise.} \end{cases}$

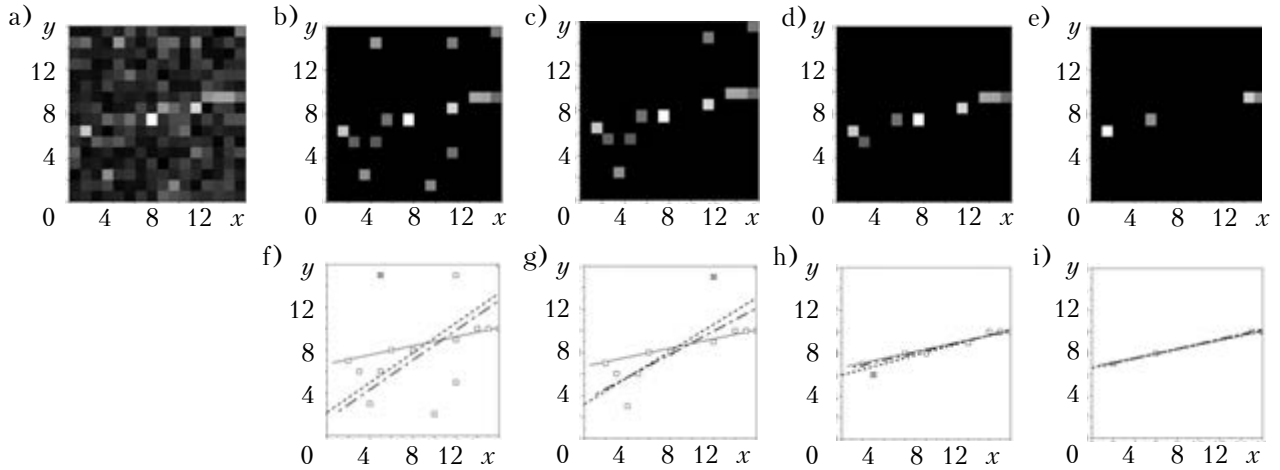


Fig. 6. Clearing procedure for linear trajectory (SNR = 5 dB):

a – source image; *b, c, d, e* – important samples at steps 1, 4, 8 and 12; *f, g, h, i* – true trajectory (solid), estimated trajectory before clearing step (dash), estimated trajectory after clearing step (dash-dot) at the same steps; the crossed sample is the sample which is removed at the current clearing step

can be introduced in case of linear trajectories. This procedure contains following steps:

1. Select important samples from the source image.
2. For every important sample estimate the trajectory parameters without considering this sample, and evaluate the deviation of other samples around estimated trajectory.
3. Remove the sample which, if not taken into account, minimizes deviation.
4. Go to step 1 until stop-condition is not met.

This stop-condition could be the number of important samples left (at least two samples must be left to estimate linear trajectory parameters) or the deviation of the samples is less than predefined threshold. The example of usage of such procedure is shown in **Fig. 6**.

Of course, in some cases, especially for low-snr signals, this procedure can fail. But, as shown below, in general, it gives a gain in quality of trajectory parameters estimation and, as a result, in detection performance.

Estimation of the geometric parameters of the trajectory

Once important samples have been selected, trajectory parameters can be estimated. There is a well-described in literature technique, called Hough transform (**HT**) [26, 27], commonly used in image processing for estimating geometric parameters of parametric curves [24]. Nowadays it is widely used in different image processing tasks, from radar and sonar signal processing [28] to object recognition tasks and machine vision [29]. The main idea of Hough transform technique is to map points from the local coordinate space to curve's parameters space and find a maximum in this new space. This maximum will correspond to the most likely parameters of the curve. To do this, the so called accumulator array is built by discretization the space of parameters with steps Δ_i , where $i = 1 \dots N$, and N is the number of pa-

rameters of the curve. Then, for every important sample we look through possible parameters of the curve which satisfies curve equation, and add one (or some other value corresponding to the weight of a sample) to the corresponding bin of the accumulator. This can be illustrated in **Fig. 7** for the case of two straight lines (**Fig. 7, a**), which can be described in Cartesian xy -plane in the form $\rho = x \cdot \cos\theta + y \cdot \sin\theta$ [24] (see **Fig. 2**). In **Fig. 7**, ρ , x and y are measured in the same nominal units, θ is measured in degrees.

An alternative well-known technique for estimating parameters of parametric curves is ordinary least squares (**OLS**) [23]:

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta} (S^T K S), \quad (3)$$

where $S = [s_1, \dots, s_L]$;

T is vector of errors;

s_j is the error or the “distance” between the model and the j^{th} data point, $s_j = f(x_j, y_j, \theta)$;

K is covariance matrix;

θ is vector of model (curve) parameters.

In case of straight lines in some two-dimensional space without any preferred directions, (3) can be rewritten as:

$$\hat{\theta} = [\hat{\rho}, \hat{\varphi}] = \arg \min_{\rho, \varphi} \left\{ \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i \sin \varphi + y_i \cos \varphi - \rho)^2 \right\}. \quad (4)$$

Denoting

$$e = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i \sin \varphi + y_i \cos \varphi - \rho)^2, \quad (5)$$

where ρ can be treated as the “distance” from the origin to the line;

$-\varphi$ is the angle between the Ox axis and the straight (**Fig. 2**);

x_i, y_i are coordinates of the i^{th} sample;

n is the number of important samples.

and using (4) OLS for fitting data by a straight line model can be written as follows:

$$\begin{cases} \frac{\partial e}{\partial \rho} = -\frac{2}{n} \sum_{i=1}^n (x_i \sin \varphi + y_i \cos \varphi - \rho) = 0, \\ \frac{\partial e}{\partial \varphi} = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n (x_i \sin \varphi + y_i \cos \varphi - \rho) \times \\ \quad \times (x_i \cos \varphi + y_i \sin \varphi) = 0, \end{cases} \quad (6)$$

whence we obtain

$$\begin{cases} \rho = \sin \varphi \cdot E[x] + \cos \varphi \cdot E[y], \\ (4A^2 + B^2)p^2 - (4A^2 + B^2)p + A^2 = 0, \end{cases} \quad (7)$$

where $E[\cdot]$ is the mean value of the expression in brackets;

$$p = \cos^2 \varphi;$$

$$A = E[xy] - E[x] \cdot E[y];$$

$$B = (E[y^2] - E^2[y]) - (E[x^2] - E^2[x]).$$

The sign of $\cos \varphi$ can be obtained as follows. If $\sin \varphi = \sqrt{1-p} \geq 0$, then

$$\begin{cases} \cos \varphi = \sqrt{p}, \text{ if } (\sqrt{p} \geq \sin \varphi \wedge A \geq 0 \wedge B \geq 0) \vee \\ \quad \vee (\sqrt{p} \geq \sin \varphi \wedge A < 0 \wedge B < 0) \vee \\ \quad \vee (\sqrt{p} < \sin \varphi \wedge A \geq 0 \wedge B < 0) \vee \\ \quad \vee (\sqrt{p} < \sin \varphi \wedge A < 0 \wedge B \geq 0), \\ \cos \varphi = \sqrt{p}, \text{ otherwise,} \end{cases} \quad (8)$$

while ρ can be either positive or negative.

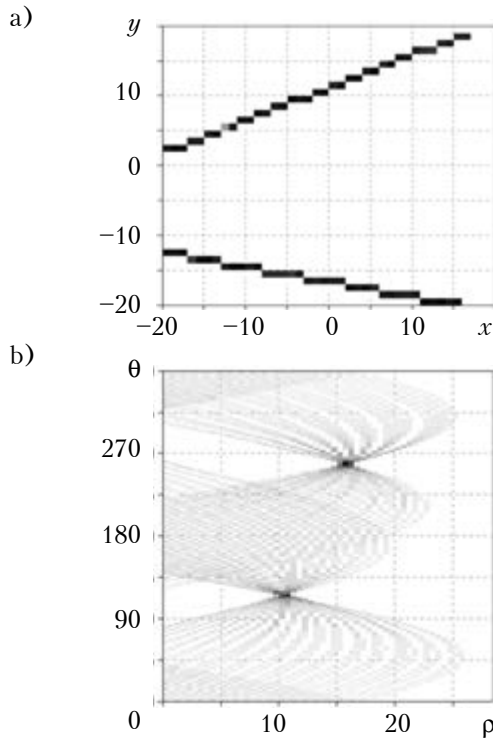


Fig. 7. Source image, containing two straight lines (a) and parametric space with two maximums (b)

To determine which of the roots of the quadratic equation in (7) minimizes (5), the second-order differential must be analyzed. Roots which minimize (5) must satisfy the following conditions:

$$\Delta = \begin{vmatrix} A & B \\ B & C \end{vmatrix} = AC - B^2 > 0 \text{ and } A > 0, \quad (9)$$

where

$$A = \frac{\partial^2 e}{\partial \rho^2} = 2; B = \frac{\partial^2 e}{\partial \rho \partial \varphi} = -\frac{2}{n} \sum_{i=1}^n (x_i \cos \varphi - y_i \sin \varphi);$$

$$C = \frac{\partial^2 e}{\partial \varphi^2} = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n [(x_i^2 - y_i^2)(\cos^2 \varphi - \sin^2 \varphi) + \rho(x_i \sin \varphi + y_i \cos \varphi)].$$

If $\Delta=0$ then minimum of (5) can be found by a small variation of estimated parameters and analyzing the behavior of (5).

For parabolic trajectories OLS can be simply written as

$$\hat{A} = \arg \min_{a_2, a_1, a_0} \{e\},$$

$$\text{where } e = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - a_2 x_i^2 + a_1 x_i + a_0)^2,$$

or, as a system of linear equations:

$$\begin{cases} \frac{\partial e}{\partial a_2} = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n (a_2 x_i^2 + a_1 x_i + a_0 - y_i) x_i^2 = 0, \\ \frac{\partial e}{\partial a_1} = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n (a_2 x_i^2 + a_1 x_i + a_0 - y_i) x_i = 0, \\ \frac{\partial e}{\partial a_0} = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n (a_2 x_i^2 + a_1 x_i + a_0 - y_i) = 0. \end{cases} \quad (10)$$

Thus, the parameters of parabolic trajectory form the vector $\hat{A} = [a_2, a_1, a_0]$ which satisfies (10). It should be noted, that such technique does not take into account possible rotation of parabolic trajectory.

Detection step

To make a decision about the presence of a target in the analyzed image, an integration of values over obtained trajectory is performed. The integration is carried out over a certain band around the estimated trajectory (Fig. 8). Thus, decision rule for target detection is $S > V_D$, where

$$S = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m w_i^2, \quad (11)$$

V_D is the decision threshold, defined for previously specified probability of false alarm;

w_i is the value of the i^{th} sample within the integration strip;

m is the number of samples within integration strip.

In this paper we consider simple parametric detection procedure, which does not provide a constant probability of false alarms with change of noise power. To provide constant false alarm

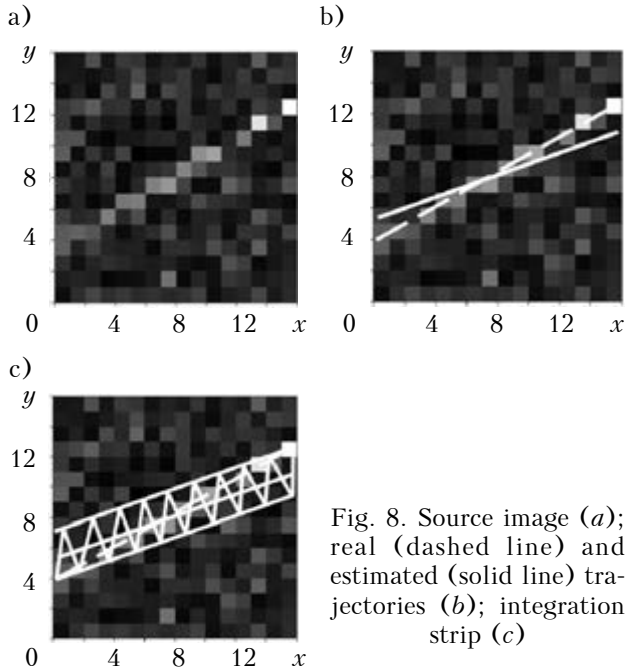


Fig. 8. Source image (a); real (dashed line) and estimated (solid line) trajectories (b); integration strip (c)

ratio additional procedure for estimation of the noise power should be introduced, and detection threshold for statistics (11) should be changed depending on such estimation.

Since the result of a detection procedure depends on the estimated parameters, some arrangements can be made to improve the accuracy of the estimation, for example, preprocessing of the source image by smoothing. The effect of preprocessing in case of Gaussian kernel smoothing and mean-smoothing will be shown in the next section.

Statistical modeling and simulation results

To obtain detection characteristics 5,000 simulations for each value of SNR were made. Dimensions of test images are 16×16 pixels. Integration strip width is set to 2. Probability of false alarms is set to 0,01. According to the signal and sensor models, signal-to-noise ratio in each bin of the image is defined as $10 \log_{10}(v_s^2 / (2\sigma_N^2))$, where v_s is the amplitude of the modeled signal; σ_N^2 is the noise variance. All linear tracks were modeled in the way they crossed the center of the image.

In Fig. 9 detection characteristics and estimation errors are shown for different sample selection techniques (discussed above): by independently applying R- and C-masks and finding a maximum of (11) among two sets of samples (RCM); by applying RC-mask (RC); by applying RCD-mask (RCD). Ideal detection characteristic in case of known trajectory parameters is also shown for comparison. OLS technique was used for trajectory parameters estimation.

The unit of y -axis for RMSE of $\hat{\rho}$ is one resolution cell. The unit of y -axis for RMSE of $\hat{\phi}$ is one radian. A “hat” symbol means that these values are

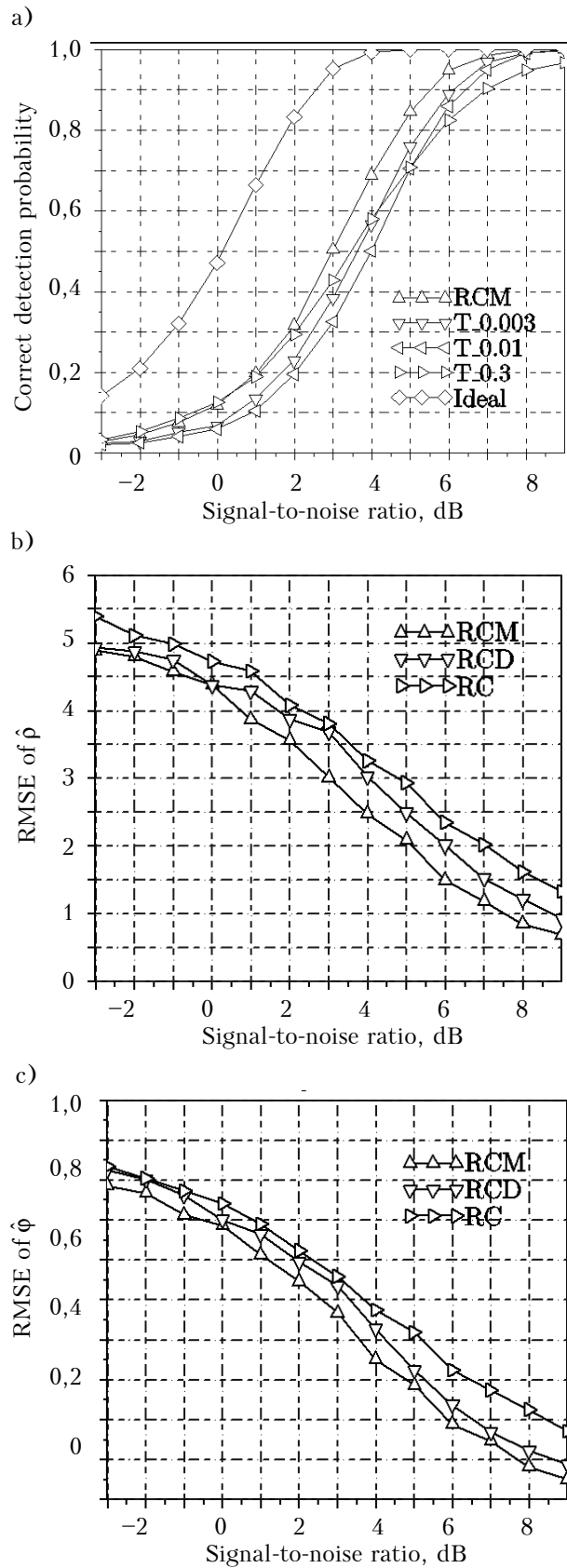


Fig. 9. Detection characteristics (a) and parameters estimation errors (b, c) for different sample selection techniques

estimates of the true parameters. For comparison, in **Fig. 10** the same characteristics are shown for the case when thresholding is applied as a sample selection technique with probabilities of exceeding the threshold for noise equal to 0.003, 0.01 and 0.3 ($T_{0.003}$, $T_{0.01}$ and $T_{0.3}$ respectively). OLS technique was used for trajectory parameters estimation.

Fig. 11 shows the detection characteristics and estimation errors for different techniques of estimating trajectory parameters: OLS and HT. For HT the next initialization parameters were used: step by "distance" $\Delta\rho=1$ resolution cell (rc), step by angle $\Delta\varphi=1^\circ$.

Fig. 12 shows the influence of the following initialization parameters for the HT: $\Delta\rho=1$ rc, $\Delta\varphi=1^\circ$ (HT_1); $\Delta\rho=1$ rc, $\Delta\varphi=2^\circ$ (HT_2); $\Delta\rho=2$ rc, $\Delta\varphi=1^\circ$ (HT_3); $\Delta\rho=0.5$ rc, $\Delta\varphi=0.5$ deg (HT_4). RCM-technique is used for sample selection.

In **Fig. 13** the effects of preprocessing smoothing step in case of Gaussian kernel smoothing and mean smoothing are shown. The radius of smoothing is 1 cell (i.e. the size of smoothing region for each pixel is 3×3), parameter of Gaussian kernel was set to $\sigma_{SM}=1.5$. RCM is used for sample selection, OLS is used for parameters estimation. It can be seen that Gaussian kernel smoothing gives a gain on the correct detection probability as well as on the accuracy of trajectory parameters estimation.

In **Fig. 14** the effect of applying the clearing step for reducing the number of false important samples is shown. OLS technique was used for trajectory parameters estimation. The next complex stop-condition was used: either number of samples is less than 3 or their variance around estimated trajectory is less than 1.

Fig. 15 shows detection characteristics in case of parabolic trajectory model. It can be seen, that in this case the detection algorithm in general shows worse performance in comparison with the linear trajectory case. In some cases, as for the one in **Fig. 16, a**, the use of a linear model for integration (PT-LE_1) instead of a parabolic model (PT-PE_1) may give better detection performance. But in most cases, as in **Fig. 16, b**, the parabolic model should be used (PT-PE_2). In general, linear trajectory model is more robust to noise samples than second or higher orders models.

In reality, the trajectory of moving target can often be approximated by a sequence of linear paths. This fact allows us to use proposed algorithm to detect such paths, which can be then joined into a full target trajectory. As an example, an application of the proposed algorithm for tracking moving targets is shown in **Fig. 17**. In this figure a sequence of simulated radar plots as well as results of target detection for each plot are shown.

The size of a radar plot is 256×256 pixels. Each plot is divided into subplots of 16×16 pixels which are used for further analysis.

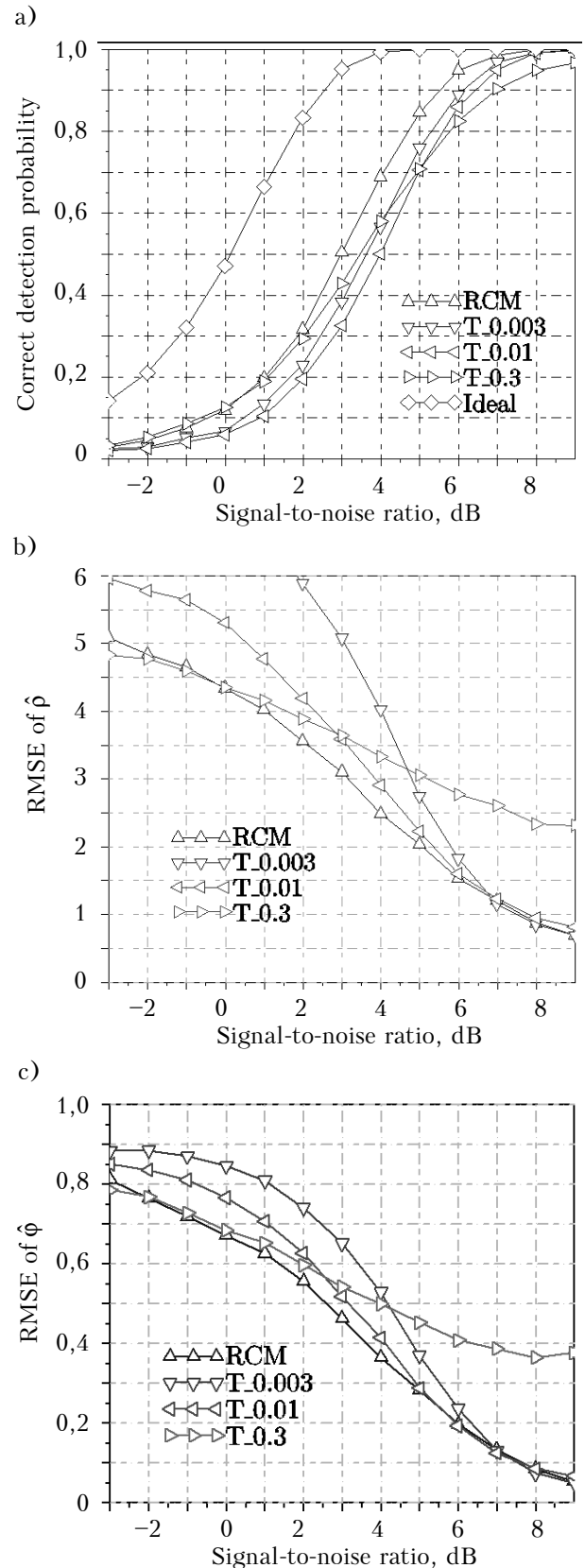


Fig. 10. Detection characteristics (a) and parameters estimation errors (b, c) for thresholding procedure as an important samples selection technique (RCM is shown for comparison)

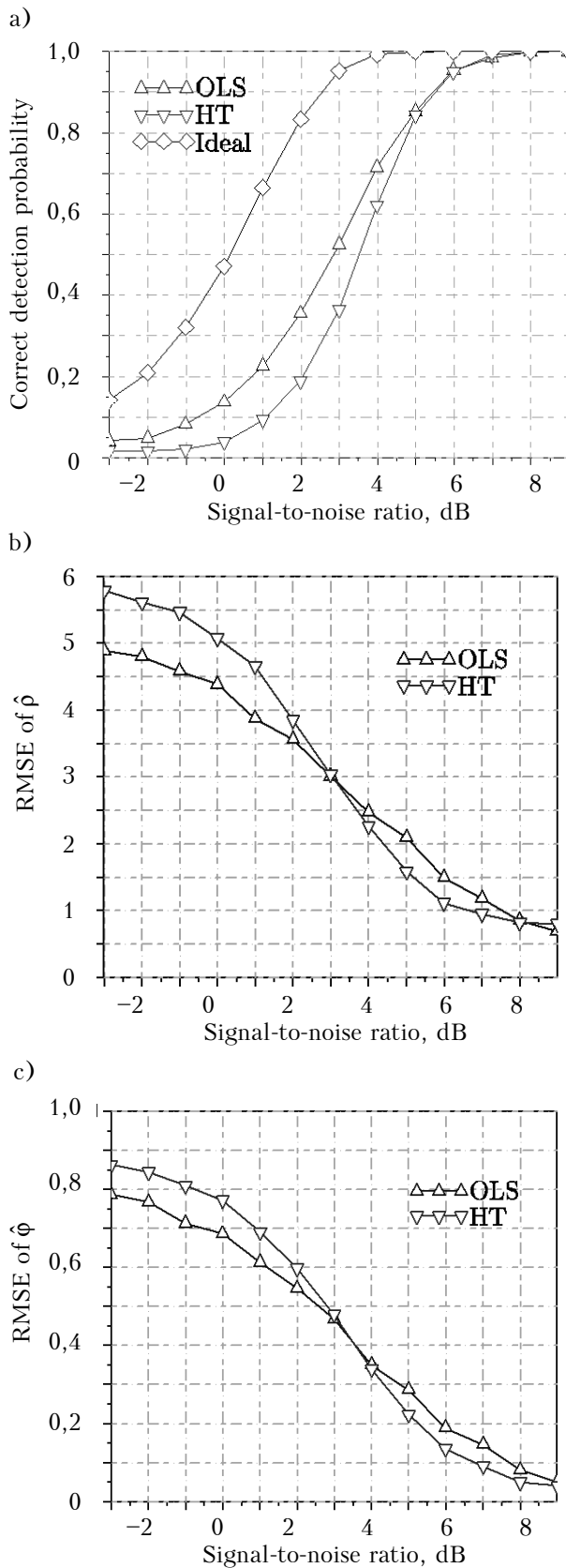


Fig. 11. Detection characteristics (a) and parameters estimation errors (b, c) for OLS and HT techniques of estimating the trajectory parameters

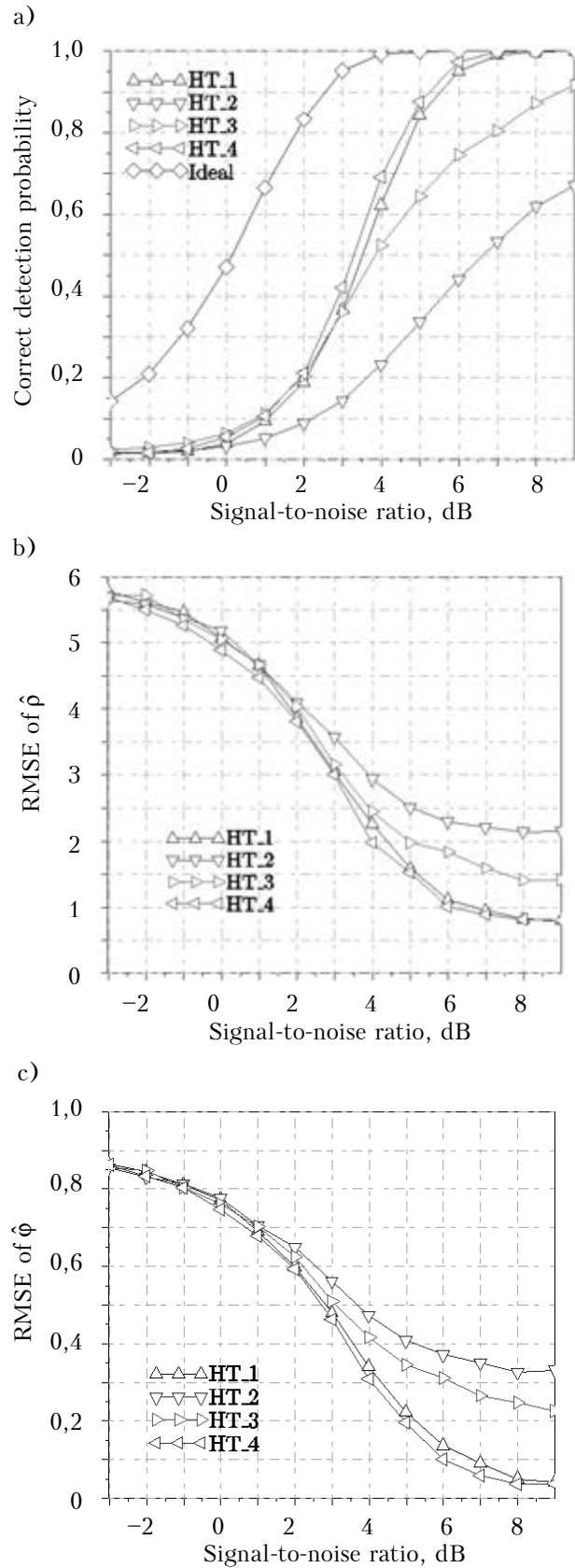


Fig. 12. The influence of initialization parameters of the HT on detection characteristics (a) and parameters estimation errors (b, c)

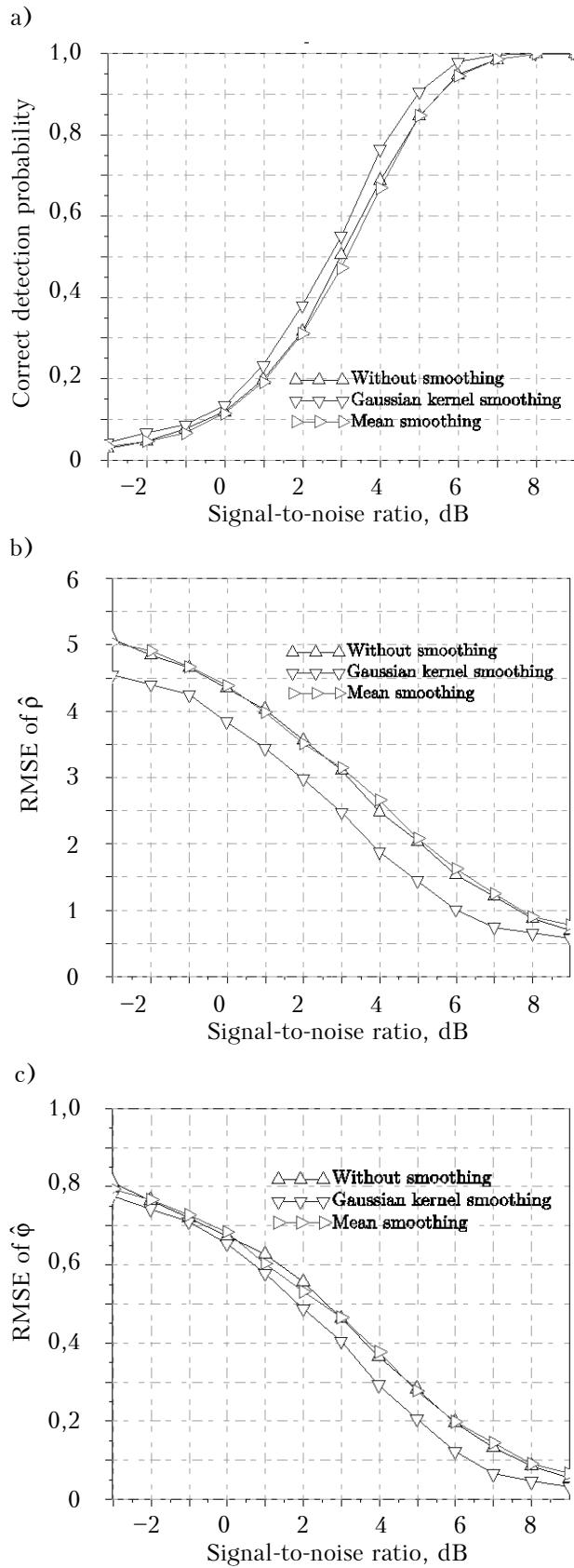


Fig. 13. Detection characteristics (a) and estimation errors (b, c) for different smoothing techniques

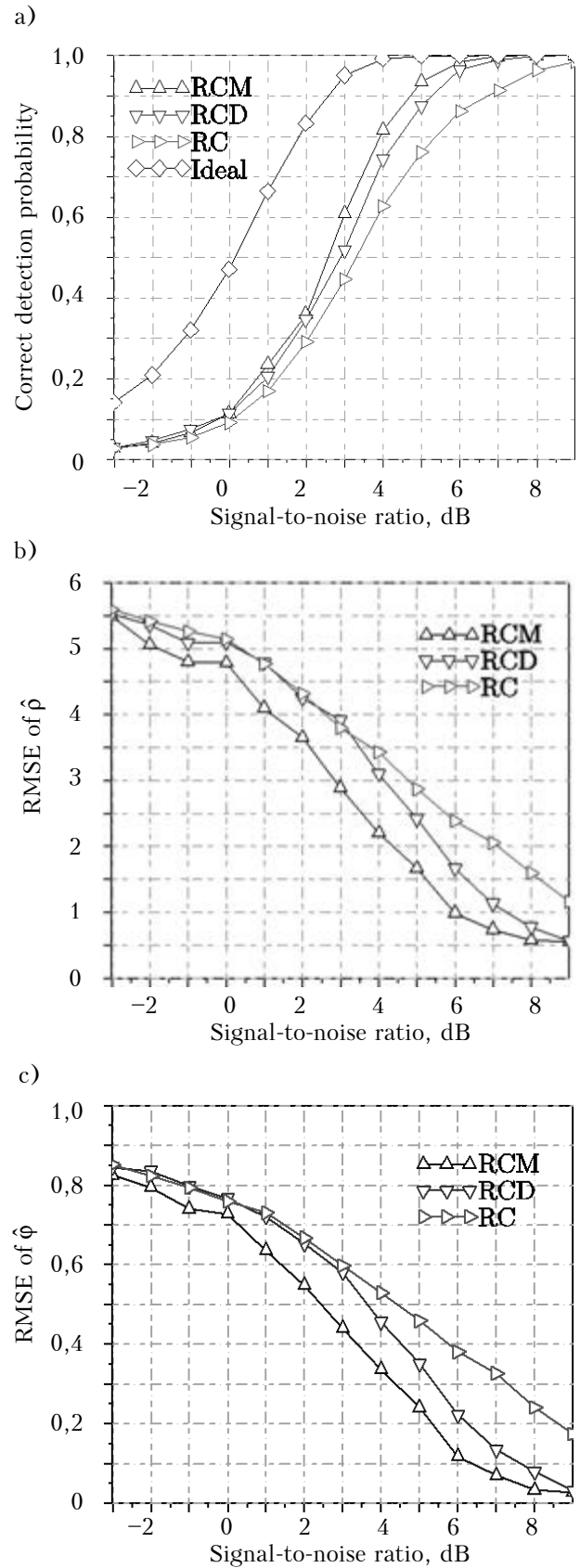


Fig. 14. Detection characteristics (a) and parameters estimation errors (b, c) with introducing the clearing procedure for different sample selection techniques

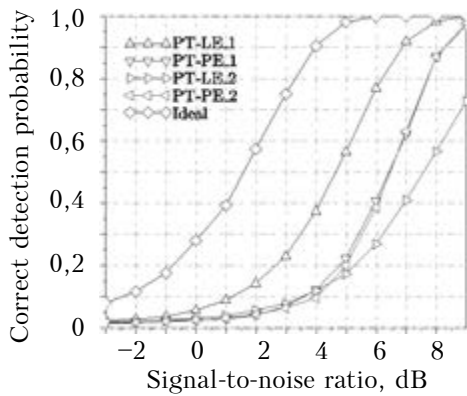


Fig. 15. Detection characteristics for parabolic trajectories

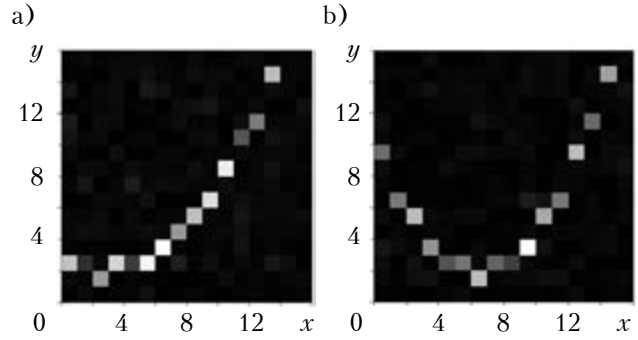


Fig. 16. Images with parabolic trajectories for $A=[0.1, -0.6, 1.9]$ (a) and for $A=[0.2, -2.8, 10.8]$ (b)

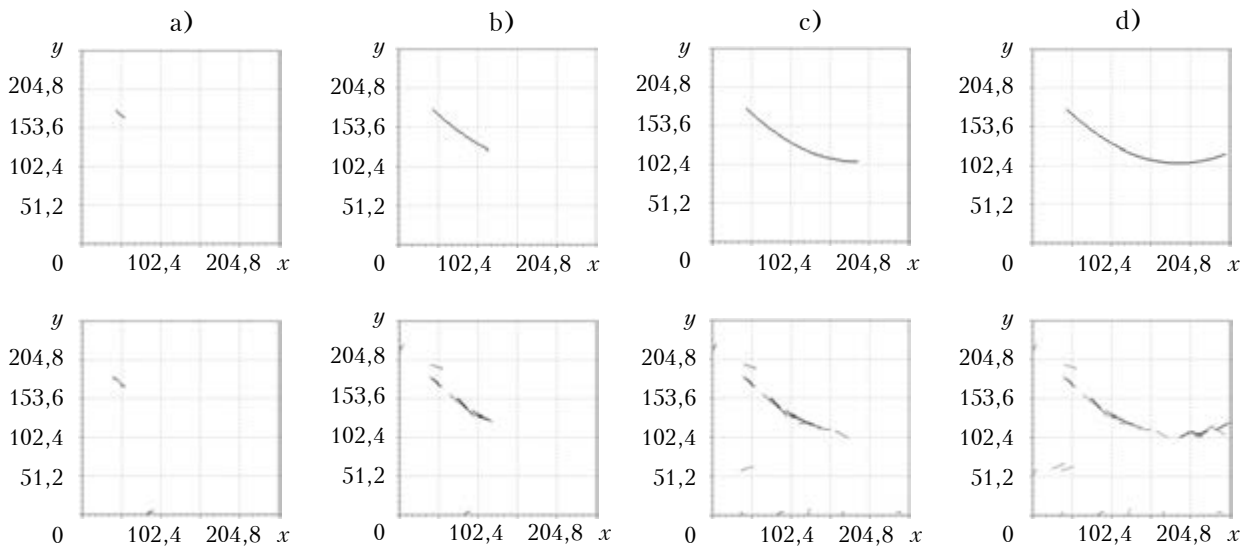


Fig. 17. True trajectories (top) and estimated local trajectories (bottom) of moving target at time step 1 (a), 6 (b), 12 (c) and 17 (d) at SNR = 9 dB

Target moves through observed region in a parabolic trajectory. At every scan all radar subplots are analyzed. Local trajectory paths, for which value of (11) exceeds threshold (which can be fixed or adaptive), are joined to previously obtained results to build the full trajectory. The task of further cancellation of false local paths should then be solved. This task is not considered in this paper and can be solved, for example, by any of classical algorithms of secondary radar signal processing [25].

Conclusion

It was shown that usage of Gaussian kernel smoothing as the preprocessing step can give some gain in target detection performance and accuracy of the estimation of trajectory parameters.

The additional clearing procedure for reducing false important samples can give about 1 dB gain in target detection performance (with probability

of correct detection 0,9) and increases accuracy of estimation of the trajectory parameters for SNR>0 dB.

In general, the proposed algorithm loses to an optimal algorithm for detection of targets with SNR about 3 dB in a threshold signal with the probability of correct detection 0,9 and probability of false alarms 0,01.

The proposed algorithm can be used in radars for detection and local trajectory parameters estimation of moving radar objects. Such local trajectory paths can then be used to build full trajectory of a target. Another field of use of this algorithm can be the tasks of radar meteor detection and analysis of visual or infrared images (e.g. FLIR images). It can also be used for forming more precisely proposed distributions in some PF TBD approaches, or as initiation procedure for complex trajectory detection by analysis of its small linear part.

REFERENCES

1. Li X. R., Bar-Shalom Y. Multiple-model estimation with variable structure. *IEEE Trans. Autom. Control*, 1996. — vol. 41, no 4, pp. 478-492.
2. Ristic B., Arulampalam S., Gordon N. *Beyond the Kalman Filter: Particle Filters for Tracking Applications*, Artech House, 2004.
3. Viterbi A. J. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 1967, vol. 13, no 2, pp. 260-269.
4. Jang B., Rabiner L. An introduction to hidden Markov models. *IEEE ASSP Mag*, 1986, vol. 3, no 1, pp. 4-16.
5. Pohlig S. C. An algorithm for detection of moving optical targets. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 1989, vol. 25, no 1, pp. 56-63.
6. Bruno M. G. S., Moura J. M. F. Multiframe detector/tracker: Optimal performance. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 2001, vol. 37, no 3, pp. 925-945.
7. Tonissen S. M., Bar-Shalom Y. Maximum likelihood track-before-detect with fluctuating target amplitude. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 1998, vol. 34, no 3, pp. 796-809.
8. Salmond D. J., Birch H. A particle filter for track-before-detect. *Proc. of the American Control Conf*, USA, VA, Arlington, 2001, pp. 3755-3760.
9. Driessen H., Boers Y. Efficient particle filter for jump Markov nonlinear systems. *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings*, 2005, vol. 152, no 5, pp. 323-326.
10. Rutten M. G., Gordon N. J., Maskell S. Recursive track-before-detect with target amplitude fluctuations. *IEE Proc. Radar, Sonar and Navigation*, 2005, vol. 152, no 5, pp. 345-352.
11. Rutten M. G., Gordon N. J., Maskell S. Efficient particle-based track-before-detect in Rayleigh noise. *Proc. of the 7th Int. Conf. on Information Fusion*, Sweden, Stockholm, 2004, pp. 693-700.
12. Streit R. L., Graham M. L., Walsh M. J. Multitarget tracking of distributed targets using histogram-PMHT. *Digital Signal Processing*, 2002, vol. 12, no 2-3, pp. 394-404.
13. Blanding W. R., Willett P. K., Bar-Shalom Y. Off-line and real-time methods for ML-PDA track validation. *IEEE Trans. Signal Process.*, 2007, vol. 55, no 5, pp. 1994-2006.
14. Kirubarajan T., Bar-Shalom Y. Low observable target motion analysis using amplitude information. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 1996, vol. 32, no 4, pp. 1367-1384.
15. Stone L. D., Barlow C. A., Corwin T. *Bayesian Multiple Target Tracking*, Norwood, MA: Artech House, 1999.
16. Colegrove S. B., Davis A. W., Ayliffe J. K. Track initiation and nearest neighbours incorporated into probabilistic data association. *Journal of Electrical and Electronics Engineers, Australia*, 1986, vol. 6, no 3, pp. 191-198.
17. Davey S. J., Gray D. A. Integrated track maintenance for the pmht via the hysteresis model. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 2007, vol. 43, no 1, pp. 93-111.
18. Davey S. J., Rutten M. G., Cheung B. A comparison of detection performance for several Track-Before-Detect algorithms. *Proc. of the 11th Int. Conf. on Information Fusion*, Germany, Cologne, 2008, pp. 1-8.
19. Leite E., Alves G., Seixas J. et al. Radar meteor detection: concept, data acquisition and online triggering. In Book: Wave Propagation. Ed. by Dr. Andrey Petrin, InTech, 2011, pp. 537-549. <http://www.intechopen.com/books/wave-propagation/radar-meteor-detection-concept-data-acquisition-and-online-triggering>.
20. Yilmaz A., Shafique K., Shah M. Target tracking in airborne forward looking infrared imagery. *Proc. Image Vision Comput*, 2003, vol. 21, no 7, pp. 623-635.
21. Саваневич В. Е., Брюховецкий А. Б., Кожухов А. М., Диков Е. Н. Метод обнаружения астероидов, основанный на накоплении сигналов вдоль траекторий с неизвестными параметрами. *Системи оброб. інформації*: 36. наук. праць. Харків. 2011. Вип. 2. С. 137-144. [Savanevich V. E., Kozhuhov A. M., Briuhovetskiy A. B. et al. *Systemy obrobky informatsii: Zb. nauk. prats. HUPS*, Kharkiv, 2011, no 92(2), pp. 137-144 (in Ukrainian)]
22. Prokopenko I., Vovk V., Omelchuk I., Chirka Y. Tracking and detection of rapid moving targets. *Proc. of the 14th International Radar Symposium (IRS)*, Germany, Dresden, 2013, vol. 2, pp. 768-773.
23. Chernov N., Lesort C. Least squares fitting of circles and lines, 2003. <http://arxiv.org/abs/cs/0301001v1>
24. Duda R. O., Hart P. E. Use of the Hough transformation to detect lines and curves in pictures. *Comm. ACM*, 1972, vol. 15, pp. 11-15.
25. Кузьмин С. З. *Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации*. Москва. Советское радио, 1974. [Kuzmin S. Z. *Fundamentals of the theory of digital radar data processing*. Moscow, Sovetskoe radio, 1974 (in Russian)]
26. Hart P. E. How the Hough transform was invented [DSP History]. *IEEE Signal Processing Mag*, 2009, vol. 26, no 6, pp. 18-22.
27. Ballard D. H. Generalizing the Hough transform to detect arbitrary shapes. *Pattern Recognition*, 1981, vol. 13, no 2, pp. 111-122.
28. Vassileva B. Target detection and track formation algorithm for radar management and tracking benchmark with ECM. *Reports of the Bulgarian Academy of Sciences*, 2001, vol. 54, no 5, pp. 35-38.
29. Fardi B., Wanielik G. Hough transformation based approach for road border detection in infrared images. *Intelligent Vehicles Symp.*, 2004 IEEE, Italy, Parma, 2004, pp. 549-554.

Дата поступления рукописи
в редакцию 30.09 2013 г.

І. Г. ПРОКОПЕНКО, В. Ю. ВОВК, І. П. ОМЕЛЬЧУК, Ю. Д. ЧИРКА, К. І. ПРОКОПЕНКО

Україна, м. Київ, Національний авіаційний університет
E-mail: prokop-igor@yandex.ru, vitalii.vovk@nau.edu.ua

ЛОКАЛЬНА ОЦІНКА ПАРАМЕТРІВ ТРАЄКТОРІЇ ТА ВИЯВЛЕННЯ РУХОМИХ ЦІЛЕЙ НА ФОНІ РЕЛЕЇВСЬКОЇ ЗАВАДИ

Розглянуто проблему та запропоновано алгоритм виявлення та локальної оцінки параметрів траєкторії рухомих цілей на основі аналізу даних у формі двовимірного зображення. Виходячи з прийнятих моделей цілі та детектора, фонові завади мають розподіл Релея, а сигнал — розподіл Райса. Розглянуто два методи оцінки параметрів траєкторії: метод найменших квадратів і метод перетворення Хафа.

Запропоновано процедуру виявлення цілі, що ґрунтується на інтегруванні відбитої потужності вздовж імовірної траєкторії. Проведено статистичне моделювання, за результатами якого побудовано характеристики виявлення для запропонованого алгоритму.

Ключові слова: виявлення, стеження, рухомий об'єкт, оцінка параметрів, траєкторія, track-before-detect, розподіл Релея, перетворення Хафа, метод найменших квадратів.

И. Г. ПРОКОПЕНКО, В. Ю. ВОВК, И. П. ОМЕЛЬЧУК, Ю. Д. ЧИРКА, К. И. ПРОКОПЕНКО

Украина, г. Киев, Национальный авиационный университет

E-mail: prokop-igor@yandex.ru, vitalii.vovk@nau.edu.ua

ЛОКАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ТРАЕКТОРИИ И ОБНАРУЖЕНИЕ ДВУЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ НА ФОНЕ РЭЛЕЕВСКОЙ ПОМЕХИ

Рассмотрена проблема и предложен алгоритм обнаружения и локальной оценки параметров траектории движущихся целей на основе анализа данных в форме двумерного изображения. Исходя из принятых моделей цели и детектора, фоновая помеха имеет распределение Рэлея, а сигнал — распределение Райса. Рассмотрены два метода оценки параметров траектории: метод наименьших квадратов и метод преобразования Хафа. Предложена процедура обнаружения цели, основанная на интегрировании отраженной мощности вдоль вероятной траектории. Проведено статистическое моделирование, по результатам которого построены характеристики обнаружения для предложенного алгоритма.

Ключевые слова: обнаружение, слежение, движущийся объект, оценка параметров, траектория, track-before-detect, распределение Рэлея, преобразование Хафа, метод наименьших квадратов.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. — Москва: Техносфера, 2013.

В монографии рассматриваются основные разновидности адаптивных фильтров и их применение в радиотехнических системах и системах связи. Дано представление о математических объектах и методах, используемых в теории адаптивной фильтрации сигналов. Рассматриваются приемы получения вычислительных процедур, сами процедуры и свойства таких алгоритмов адаптивной фильтрации, как алгоритмы Ньютона и наискорейшего спуска, алгоритмы по критерию наименьшего квадрата, рекурсивные алгоритмы по критерию наименьших квадратов и их быстрые (вычислительно эффективные) версии; рекурсивные алгоритмы по критерию наименьших квадратов для многоканальных фильтров и их версии для обработки нестационарных сигналов, а также многоканальные алгоритмы аффинных проекций. Дано описание стандартных и нестандартных приложений для моделирования адаптивных фильтров на современных языках программирования MATLAB, LabVIEW и SystemVue, а также реализаций адаптивных фильтров на современных цифровых сигнальных процессорах отечественного и зарубежного производства. Особенностью материала является изложение теоретических материалов для наиболее общего случая — адаптивных фильтров с комплексными весовыми коэффициентами, наличие разделов по многоканальным адаптивным фильтрам и алгоритмам адаптивной фильтрации нестационарных сигналов. Книга является первым систематическим изложением теории адаптивной фильтрации на русском языке. Предназначена для научных работников, инженеров, аспирантов и студентов радиотехнических и связанных специальностей, изучающих и использующих на практике цифровую обработку сигналов и, в частности, адаптивную фильтрацию сигналов.



А. А. ГОЛИШНИКОВ¹, М. Г. ПУТЯ²

Россия, г. Москва, ¹ГУ НПК «Технологический центр»,
²Национальный исследовательский университет «МИЭТ»
 E-mail: A.Golishnikov@tcen.ru

РАЗРАБОТКА ПРОЦЕССА ГЛУБОКОГО ПЛАЗМЕННОГО ТРАВЛЕНИЯ КРЕМНИЯ ДЛЯ ТЕХНОЛОГИИ ТРЕХМЕРНОЙ ИНТЕГРАЦИИ КРИСТАЛЛОВ

Исследованы зависимости технологических характеристик процесса глубокого травления кремния от его операционных параметров. Разработан и оптимизирован процесс глубокого плазменного травления кремния для создания сквозных отверстий с управляемым профилем.

Ключевые слова: процесс глубокого травления кремния, сквозные отверстия в кремнии, TSV, источник трансформаторно-связанной плазмы, технология трехмерной интеграции кристаллов.

В настоящее время для изготовления полупроводниковых приборов уровня «система в корпусе» активно развивается технология формирования трехмерных интегральных схем и систем интеграции кристаллов (3D-IC), позволяющая увеличить плотность компоновки элементов, быстроедействие изделия, снизить потребляемую мощность и защитить схемотехническое решение от копирования [1, 2]. Одной из важнейших технологических операций такой технологии является процесс плазменного травления (ПТ), используемый для создания сквозных отверстий в кремнии (through-silicon via, TSV) при формировании металлических соединений между пакетированными схемами 3D-IC [3].

Известно несколько способов получения глубоких вертикальных отверстий в кремнии. Наиболее используемыми из них являются плазменные методы, так называемый «Bosch»-процесс и альтернативный ему криопроецесс, реализуемые в источниках высокоплотной плазмы, например в источниках индуктивно- и трансформаторно-связанной плазмы. Эти методы позволили заменить используемые до недавнего времени методы глубокого анизотропного жидкостного травления. В отличие от жидкостных анизотропных процессов плазменное травление не столь чувствительно к кристаллографической ориентации кремния, оно может обеспечивать высокую селективность к материалу маски и является значительно более воспроизводимым и безопасным.

Характерными требованиями к процессам плазменного травления для формирования глубоких отверстий в Si являются высокая скорость и равномерность травления при высокой селективности травления кремния по отношению к маскирующему покрытию. Кроме того, необходимо обеспечить возможность управления профилем формируемых отверстий. Известно, что одним из узких мест TSV-технологии является

операция заполнения отверстий металлическими проводящими слоями. Технология беспустотного заполнения отверстий, так же как и плотность размещения сквозных проводников, в свою очередь определяется профилем травления кремния [3–5]. Так, в случае достаточно тонкой кремниевой подложки, например до 30 мкм, сквозные отверстия с однослойной металлизацией из вольфрама или меди, как правило, можно выполнять вертикальными, а при толщине пластины, например, 100 мкм более предпочтителен наклонный профиль отверстий, упрощающий их беспустотное заполнение.

Очевидно, что технология изготовления сквозных отверстий в кремнии зависит от многих параметров. В настоящей работе проводилось исследование влияния операционных параметров процесса глубокого плазменного травления на его технологические характеристики с целью разработки и оптимизации процесса травления сквозных отверстий с управляемым профилем, используемого в технологии трехмерной интеграции кристаллов.

Оборудование и методика проведения экспериментов

Процесс глубокого плазменного травления (ГПТ) кремния выполнялся по технологии, предусматривающей чередование стадий травления и пассивации (полимеризации). Начальной является стадия изотропного травления кремния, затем — осаждение полимерной пленки, которая образуется на всех поверхностях рельефа Si-структуры. Далее снова повторяется стадия травления, на которой происходит удаление полимерного слоя преимущественно с горизонтальных поверхностей за счет их ионной бомбардировки. При этом на боковых стенках остается пассивирующий слой, препятствующий боковому растравливанию.

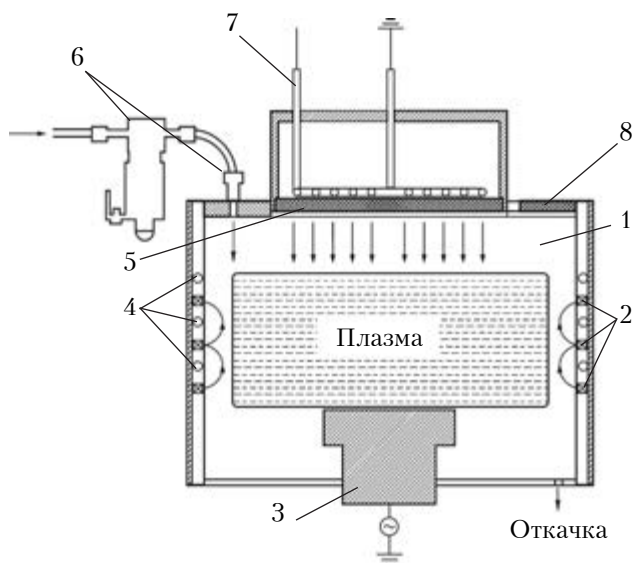


Рис. 1. Схема ТСП-реактора:

1 — вакуумная камера с источником плазмы; 2 — кольцевые постоянные магниты; 3 — столик-подложкодержатель; 4 — система водяного охлаждения камеры; 5 — кварцевое окно; 6 — каналы подачи газа; 7 — индуктор; 8 — смотровое окно

Для проведения ГПТ кремния использовалась экспериментальная установка «Платран-100» с реактором высокоплотной плазмы на основе ВЧ-источника с трансформаторно-связанной плазмой (ТСП), схема которого представлена на рис. 1. Используемый реактор позволяет удовлетворить современные требования, предъявляемые к процессам плазменного травления, таким как высокая скорость (2 мкм/мин и более), равномерность и анизотропия процесса травления, его селективность к фоторезисту и к оксиду кремния, минимальный уровень привносимых радиационных нарушений поверхности обрабатываемой структуры и незначительное влияние на ее электрофизические параметры.

В качестве рабочих газов были выбраны элегаз (SF_6), используемый на стадии травления, и хладон-23 (CHF_3), применяемый на стадии полимеризации. Для улучшения теплоотвода от обрабатываемой подложки использовался гелий, который подавался в промежуток между кремниевой пластиной и подложкодержателем.

Образцами для травления служили Si-пластины диаметром 100 мм со сформированной маской из фоторезиста марки Rohm Raas S1813 Sp15 толщиной 1,4 мкм, представляющей собой регулярные структуры с линейными размерами от 1,2 до 2,5 мкм.

Операционные параметры при проведении процесса ГПТ изменялись в таких диапазонах: расход элегаза $Q_{\text{SF}_6}=200-400$ см³/мин, ВЧ-мощность, подводимая к индуктору при ПТ, $W_{\text{тр}}=300-900$ Вт; значение ВЧ-мощности, под-

водимой к столику-подложкодержателю, было постоянным и составляло $W_{\text{см}}=10$ Вт.

Операционные характеристики стадии пассивации не менялись: ВЧ-мощность $W_{\text{пас}}=600$ Вт, расход хладона $Q_{\text{CHF}_3}=250$ см³/мин, ВЧ-мощность смещения $W_{\text{см}}=0$ Вт.

Измерения толщины фоторезистивной маски до и после плазменного травления проводили на автоматизированной измерительной спектральной системе MPV-SP. Профили и геометрические параметры кремниевых структур после плазменного травления исследовали с помощью сканирующего электронного микроскопа SEMXL 40 фирмы Philips.

Результаты экспериментов и их обсуждение

В ходе экспериментальных исследований были получены зависимости скорости травления кремния $V_{\text{тр}}$ от расхода рабочего газа Q_{SF_6} и от ВЧ-мощности $W_{\text{тр}}$. Из приведенных на рис. 2 графиков видно, что первая из этих зависимостей носит более сложный характер, чем вторая.

Установлено, что при небольшом расходе элегаза скорость травления незначительна, поскольку в рабочем объеме содержится мало молекул рабочего газа и, соответственно, плотность химически активных (травя-

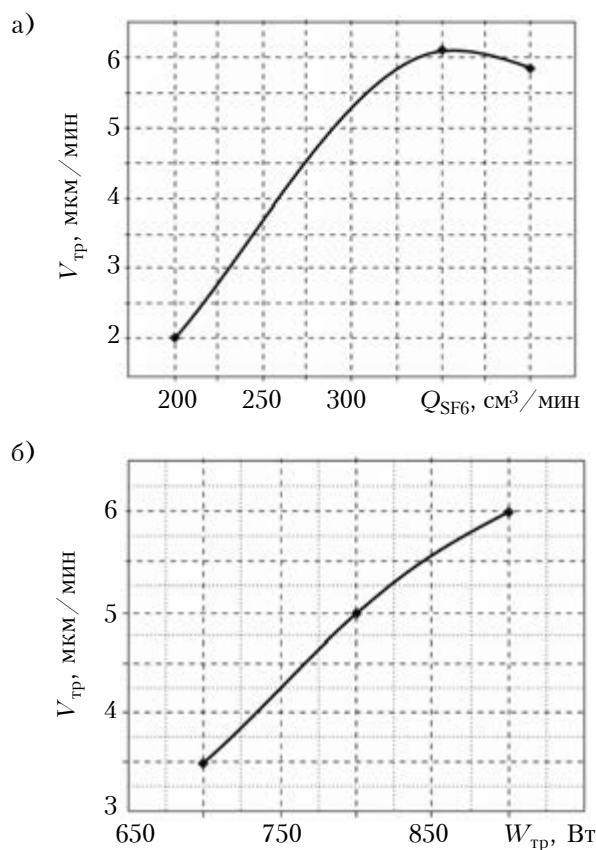


Рис. 2. Зависимость скорости травления кремния от расхода элегаза при $W_{\text{тр}}=850$ Вт (а) и от ВЧ-мощности при $Q_{\text{SF}_6}=400$ см³/мин (б)

щих) частиц невелика. При увеличении расхода SF_6 с 200 до $350 \text{ см}^3/\text{мин}$ скорость травления кремния возрастает в три раза — с 2 до $6 \text{ мкм}/\text{мин}$ (см. рис. 2, а), что связано с эффективной доставкой молекул рабочего газа в зону ВЧ-разряда и повышением концентрации радикалов фтора. Однако при дальнейшем увеличении расхода скорость травления начинает падать, поскольку время нахождения химически активных частиц в вакуумной камере становится настолько малым, что они удаляются из рабочего объема, не успевая вступить в реакцию с обрабатываемой поверхностью.

При постоянном расходе рабочего газа и изменении ВЧ-мощности от 700 до 900 Вт скорость травления Si линейно возрастает примерно до $6 \text{ мкм}/\text{мин}$ (см. рис. 2, б). Это объясняется тем, что при увеличении мощности, подводимой к плазменному разряду, происходит рост энергии свободных электронов плазмы, и при их столкновении с атомами и молекулами рабочего газа процессы ионизации и диссоциации происходят с большей вероятностью. В результате увеличивается число ионов и химически активных частиц, т. е. плотность травящих частиц, и, соответственно, возрастает скорость травления.

Увеличение ВЧ-мощности более 1000 Вт приводит к деградации фоторезистивной маски, что в конечном счете влияет на изменение линейных размеров формируемых структур и их конфигурации. Применение же ВЧ-мощности менее 300 Вт нецелесообразно, поскольку, во-первых, скорость травления кремния при этом незначительна (менее $2 \text{ мкм}/\text{мин}$) и, во-вторых, существует риск остановки процесса травления Si, что наблюдается уже при $W_{\text{тр}} = 300 - 400 \text{ Вт}$ (см. рис. 3). Это связано с преобладанием скорости осаждения пассивирующей пленки $\text{C}_x\text{H}_y\text{F}_z$ во время полимеризации над скоростью ее удаления на стадии травления, что вызвано недостаточной плотностью энергетического потока, попадающего на нижнюю поверхность вытрав-

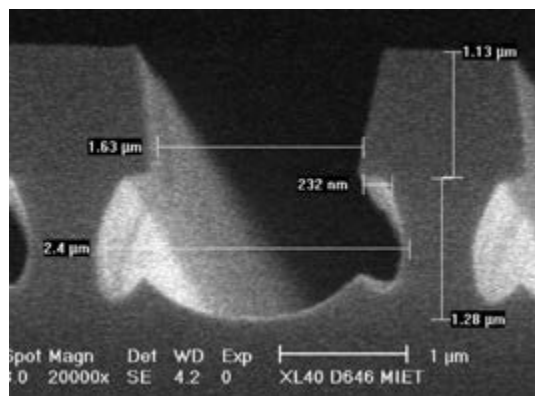
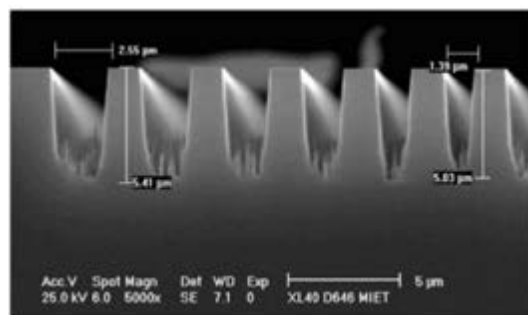


Рис. 3. Микрофотография профиля кремниевой структуры, полученной в процессе плазменного травления при $W_{\text{тр}}=400 \text{ Вт}$, $Q_{\text{SF}_6}=400 \text{ см}^3/\text{мин}$

а)



б)

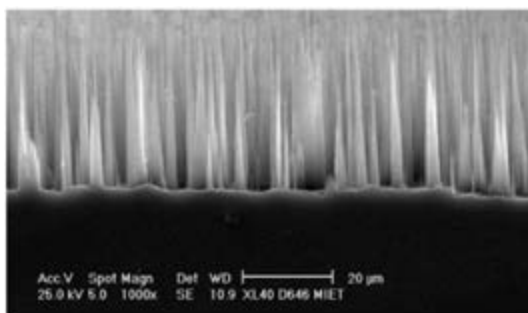


Рис. 4. Микрофотографии профиля Si-структуры после плазменного травления (а) и дна вытравленного отверстия (б)

ливаемого элемента. При этом скорость травления кремния по мере углубления внутрь образца снижается за счет отклонения ионов к боковым стенкам отверстий в связи с накоплением на них электростатического отрицательного заряда. Это приводит к тому, что с некоторого момента на поверхности кремния начинает расти фторуглеродная пленка, и в результате процесс травления останавливается.

При значении ВЧ-мощности $W_{\text{тр}}=500 \text{ Вт}$ процесс травления кремния происходит, но на дне отверстий присутствуют микронеровности в виде игл и столбиков (см. рис. 4). Было установлено, что их возникновение обусловлено увеличением толщины фторуглеродной пленки, образующейся на поверхности кремния на стадии полимеризации в плазме CHF_3 , и с недостаточной скоростью ее травления в плазме SF_6 . При таких условиях на поверхности кремния образуются углеродные остатки травления фторуглеродной пленки, которые накапливаются на поверхности от цикла к циклу и представляют собой микромаскирующие покрытия, являющиеся причиной образования микронеровностей.

Установлено, что увеличение расхода рабочего газа в диапазоне $200 - 400 \text{ см}^3/\text{мин}$ приводит к изменению угла наклона боковой поверхности элемента (см. рис. 5). Наблюдающееся уширение канавок объясняется, во-первых, недостаточной пассивацией боковых стенок с увеличением глубины. Во-вторых, это связано с тем, что при постоянной скорости откачки с увели-

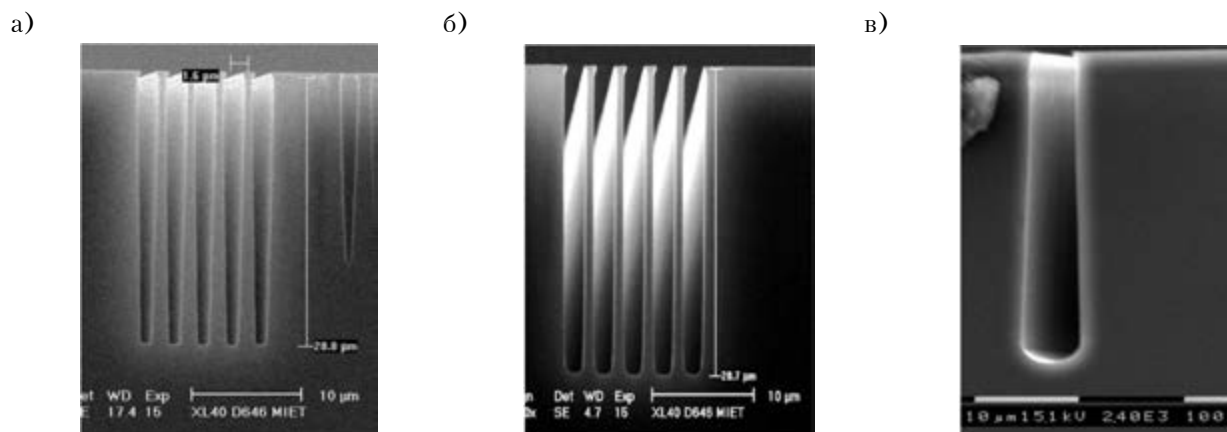


Рис. 5. Микрофотографии профилей Si-структур с различным углом наклона боковой стенки:
 $a - 88^\circ$; $b - 90^\circ$; $c - 92^\circ$

чением расхода травящего газа возрастает и рабочее давление в камере (например, при расходе $300 \text{ см}^3/\text{мин}$ давление составляет примерно 35 мТорр, при расходе газа $400 \text{ см}^3/\text{мин}$ — около 60 мТорр). Рост давления приводит к более частым столкновениям между частицами плазмы и, соответственно, вероятность попадания химически активных частиц и ионов на боковые стенки вытравливаемых элементов увеличивается.

На рис. 6 видно, что боковая стенка имеет шероховатую поверхность с неровностью около 58 нм и шагом примерно 450 нм. Такое состояние поверхности кремния связано со спецификой проведения процесса ГПТ — чередованием стадий травления и полимеризации. Поскольку для получения высокой скорости травления Si в целом на стадии травления используется в качестве рабочего газа SF_6 без каких-либо пассивирующих добавок, травление носит ярко выраженный изотропный характер.

Увеличение ВЧ-мощности в диапазоне 700 — 900 Вт приводит к снижению селективности травления кремния по отношению к фоторезистивной маске $S_{\text{Si}/\text{фр}}$ (см. рис. 7, а). Возможно, это связано с тем, что при увеличении ВЧ-мощности наблюдается рост не только плотности травящих ча-

стиц, но и интенсивности ионной бомбардировки, которая приводит к большему увеличению скорости травления фоторезистивной маски по сравнению с кремнием за счет отличия значений энергий связи этих материалов ($E_{\text{свSi-Si}}=200 \text{ кДж/моль}$, $E_{\text{свC-H}}=440 \text{ кДж/моль}$).

Из зависимости селективности травления $S_{\text{Si}/\text{фр}}$ от расхода элегаза, приведенной на рис. 7, б видно, что увеличение расхода газа приводит к росту селективности. Это объясняется тем, что с увеличением расхода травящего газа SF_6 возрастает содержание фтора в рабочем объеме,

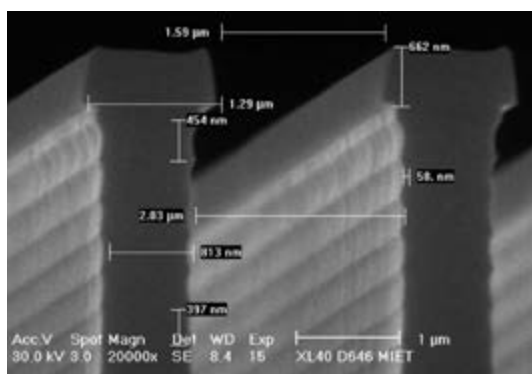


Рис. 6. Микрофотография боковых стенок элементов Si-структур, полученных после травления

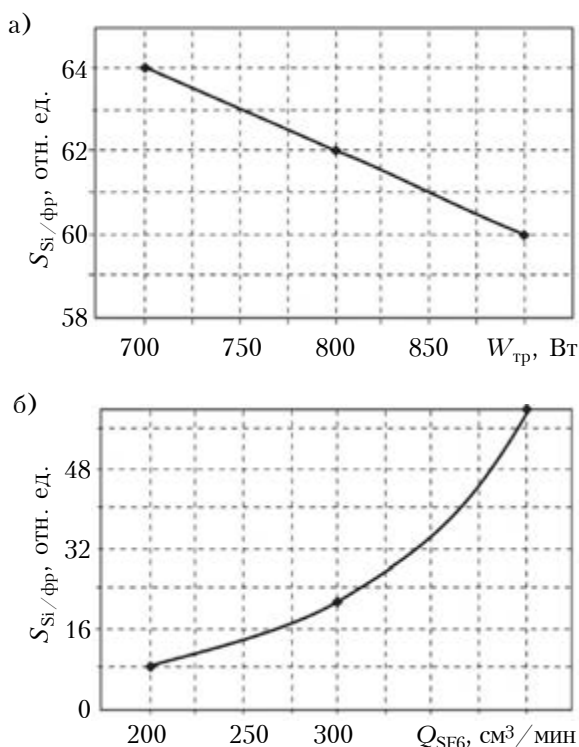


Рис. 7. Зависимость селективности травления кремния по отношению к фоторезисту от ВЧ-мощности при $Q_{\text{SF}_6}=400 \text{ см}^3/\text{мин}$ (а) и от расхода элегаза при $W_{\text{тр}}=900 \text{ Вт}$ (б)

что способствует увеличению скорости травления Si, причем большему, чем увеличение скорости травления фоторезиста.

При глубоком травлении кремниевых структур с различными линейными размерами наблюдается так называемый апертурный эффект. Этот эффект связан с механизмом «задержки» реактивного ионного травления, который возникает по трем причинам. Во-первых, из-за ионного затенения, делающего поступающие ионы изотропными в результате рассеивания и зарядового обмена в области пространственного заряда. Уменьшение рабочего давления снижает вероятность столкновений, позволяя большему количеству входящих ионов достигать нижней поверхности структуры. Следует отметить, что работа в режиме высокоплотной плазмы, который понижает толщину области пространственного заряда, снижает вероятность столкновений ионов с нейтральными частицами или столкновений с обменом заряда по сравнению с традиционными двухэлектродными системами реактивного ионного травления. Во-вторых, по причине «затенения» нейтральными частицами: из-за столкновения частиц как друг с другом, так и с боковыми стенками элементов, замедляется поток химически активных нейтральных частиц (например, F) внутрь структуры, и их доступ к нижней части структуры, что необходимо для удаления полимера и формирования летучих продуктов травления, затрудняется. В-третьих, из-за транспортировки нейтральных продуктов травления: обратный поток продуктов химической реакции со дна структуры может скапливаться с входящими частицами или переосаждаться на дне структуры, значительно увеличивая толщину осаждаемого полимера.

Влияние апертурного эффекта на профиль структуры, полученный после травления, показано на **рис. 8**.

После анализа полученных результатов исследований процесса глубокого плазменного

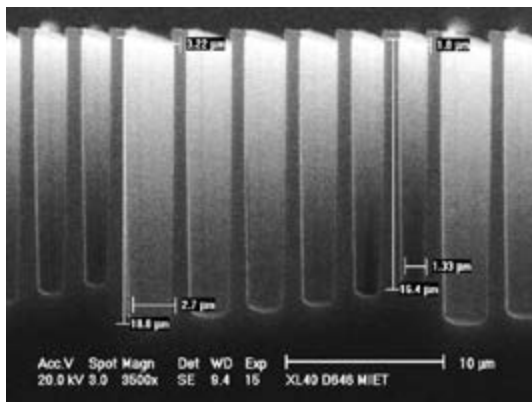


Рис. 8. Микрофотография элементов с различными линейными размерами, полученных в одном процессе плазменного травления

травления Si были выбраны следующие оптимальные значения операционных параметров:

- ВЧ-мощность на стадии пассивации 600 Вт;
- ВЧ-мощность на стадии травления 900 Вт;
- расход SF_6 400 см³/мин (соответствует давлению 60 мТорр);
- расход CHF_3 250 см³/мин (соответствует давлению 60 мТорр);
- отношение времени травления к времени пассивации 1,5;
- ВЧ-мощность на подложкодержателе 10 Вт (соответствует напряжению смещения –40 В).

Эти значения обеспечивают следующие параметры процесса ГПТ элементов с линейными размерами по ширине 1,6 мкм:

- скорость травления кремния 6 мкм/мин;
- селективность к фоторезисту 60;
- равномерность травления 95%;
- профиль травления $90 \pm 2^\circ$;
- аспектное отношение 18.

Разработанный процесс глубокого плазменного травления кремния был использован при формировании отверстия глубиной 370 мкм и диаметром 120 мкм с углом наклона боковой стенки 90° (рис. 9).

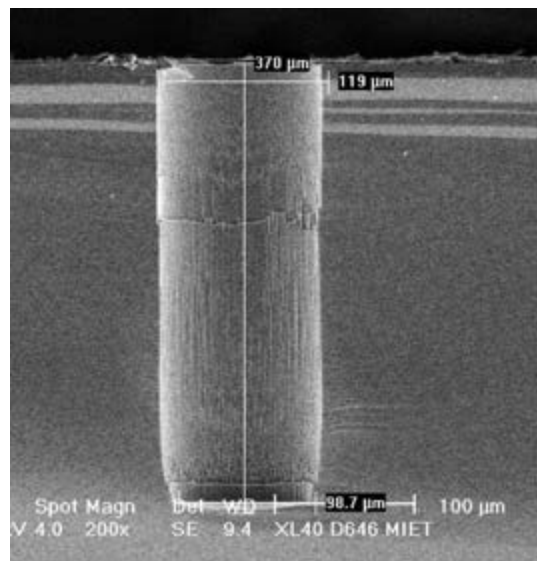


Рис. 9. Микропрофиль вытравленного отверстия
в кремниевой структуре

Выводы

Таким образом, в результате исследования процесса глубокого плазменного травления кремния установлены корреляционные зависимости между его основными технологическими характеристиками (скоростью, профилем травления, селективностью) и операционными параметрами (ВЧ-мощностью и расходом рабочего газа на стадии травления). Полученные результаты позволили разработать и оптимизировать процесс глубокого плазменного травления кремния с управ-

ляемым профилем формируемых сквозных отверстий, использующийся в технологии создания трехмерных интегральных схем и систем.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Topol A., La Tulipe D. C., Shi Jr., L., Frank D. J., Bernstein K., Steen S. E., Kumar A., Singco G. U., Young A. M., Guarini K. W., Jeong M. 3D Integrated Circuits // IBM Journal of Research and Development. — 2006. — Vol. 50. — N 4/5. — P. 491–506.

2. Нано- и микросистемная техника. От исследований к разработкам / Под ред. П.П. Мальцева. — Москва: Техносфера, 2005.

3. Motoyoshi M. Through-silicon via (TSV) // Proc. IEEE. — 2009. — Vol. 97. — N 1. — P. 43–48.

4. Wu X., Zhao W., Nakamoto M., Nimmagadda C. et al. Electrical characterization for intertier connections and timing analysis for 3-D ICs // IEEE Trans. Very Large Scale Integr. Syst. — 2012. — Vol. 20, N 1. — P. 186–191.

5. Jang D. M., Ryu C., Lee K. Y., Cho B. H., Kim J., Oh T. S., Lee W. J., Yu J. Development and evaluation of 3-D SiP with vertically interconnected through silicon vias (TSV) // Proceedings of the Fifty-Seventh Electronic Components and Technology Conference. — 2007. — P. 847–852.

Дата поступления рукописи
в редакцию 08.10 2013 г.

О. А. ГОЛИШНИКОВ, М. Г. ПУТЯ

Россия, м. Москва, ДУ НВК «Технологический центр», Национальный исследовательский университет «МИЭТ»
E-mail: A.Golishnikov@tcen.ru

РОЗРОБКА ПРОЦЕСУ ГЛИБОКОГО ПЛАЗМОВОГО ТРАВЛЕННЯ КРЕМНІЮ ДЛЯ ТЕХНОЛОГІЇ ТРИВИМІРНОЇ ІНТЕГРАЦІЇ КРИСТАЛІВ

Досліджено залежності технологічних характеристик процесу глибокого травлення кремнію від його операційних параметрів. Розроблено та оптимізовано процес глибокого плазмового травлення кремнію для створення наскрізних отворів з керованим профілем.

Ключові слова: процес глибокого травлення кремнію, наскрізні отвори в кремнії, джерело трансформаторно-зв'язаної плазми, технологія тривимірної інтеграції кристалів.

DOI: 10.15222/TKEA2014.1.36
УДК 621.382.002

¹ A. A. GOLISHNIKOV, ² M. G. PUTRYA

Russia, Moscow, ¹PI SIC «Technology Center»,
²National Research University «MIET»
E-mail: A.Golishnikov@tcen.ru

DEVELOPMENT OF DEEP SILICON PLASMA ETCHING FOR 3D INTEGRATION TECHNOLOGY

Plasma etch process for through-silicon via (TSV) formation is one of the most important technological operations in the field of metal connections creation between stacked circuits in 3D assemble technology. TSV formation strongly depends on parameters such as Si-wafer thickness, aspect ratio, type of metallization material, etc. The authors investigate deep silicon plasma etch process for formation of TSV with controllable profile. The influence of process parameters on plasma etch rate, silicon etch selectivity to photoresist and the structure profile are researched in this paper. Technology with etch and passivation steps alternation was used as a method of deep silicon plasma etching. Experimental tool «Platrane-100» with high-density plasma reactor based on high-frequency ion source with transformer coupled plasma was used for deep silicon plasma etching. As actuation gases for deep silicon etching were chosen the following gases: SF₆ was used for the etch stage and CHF₃ was applied on the polymerization stage. As a result of research, the deep plasma etch process has been developed with the following parameters: silicon etch rate 6 μm/min, selectivity to photoresist 60 and structure profile 90±2°. This process provides formation of TSV 370 μm deep and about 120 μm in diameter.

Keywords: deep silicon plasma etching, through-silicon via, transformer coupled plasma source, 3D integration technology.

REFERENCES

1. Topol A., La Tulipe D. C., Shi Jr., L., Frank D. J., Bernstein K., Steen S. E., Kumar A., Singco G. U., Young A. M., Guarini K. W., Jeong M. 3D integrated circuits. IBM Journal of Research and Development, 2006, vol. 50, no 4/5, pp. 491-506.

2. Nano- i mikrosistemnaya tekhnika. Ot issledovaniy k razrabotkam. Ed. by P.P. Mal'tsev, Moscow, Tekhnosfera, 2005.

3. Motoyoshi M. Through-silicon via (TSV). Proc. IEEE, 2009, vol. 97, no 1, pp. 43-48.

4. Wu X., Zhao W., Nakamoto M., Nimmagadda Ch., D. Lisk, Gu S., Radojcic R., Nowak M., Xie Y. Electrical characterization for intertier connections and timing analysis for 3-D ICs. IEEE Trans. Very Large Scale Integr. Syst., 2012, vol. 20, no 1, pp. 186-191.

5. Jang D. M., Ryu C., Lee K. Y., Cho B. H., Kim J., Oh T. S., Lee W. J., Yu J. Development and evaluation of 3D SiP with vertically interconnected through silicon vias (TSV). Proc. of the Fifty-Seventh Electronic Components and Technology Conference, 2007, pp. 847-852.

А. В. ВОРОБЬЕВ¹, к. т. н. В. Д. ЖОРА², К. К. БАКЛАЕВ³, В. П. ГРУНЯНСКАЯ²

Россия, г. Красногорск, Московской обл. ¹НПП «Поликом»;
Украина, г. Киев, ²НИИ микроприборов НТК «ИМК» НАН Украины,
г. Львов, ³НПП звукотехники и информационных систем
E-mail: vdzhora@ukrpost.net

БЕЗАДГЕЗИВНЫЕ АКУСТИЧЕСКИЕ МЕМБРАНЫ НА ПОЛИИМИДНОЙ ОСНОВЕ

Рассмотрена технология изготовления безадгезивных акустических мембран из фольгированных диэлектриков типа «алюминий — полиимид», а также их преимущества в сравнении с мембранами на лавсановой основе.

Ключевые слова: акустическая система, звуковой излучатель, мембрана, полиимидная пленка.

В акустических системах различного типа в качестве звуковых излучателей широко применяются мембраны, изготовленные с использованием полимерных пленок, чаще всего из майлара (он же полиэтилентерефталат или лавсан). Акустические мембраны представляют собой тонкую (толщиной в сотые доли миллиметра) эластичную пленку, на которой расположены проводники различной формы в зависимости от принципа работы излучателя звука. В электростатических излучателях они представляют собой несколько изолированных друг от друга металлизированных полос, в изодинамических — проводящие дорожки типа меандра, в ортодинамических — проводник в виде спирали.

К достоинствам планарных звуковых излучателей, в которых используются такие мембраны, относятся:

- широкий диапазон воспроизводимых частот (от 100 и меньше Гц до 30 и более кГц);
- малые нелинейные искажения за счет очень малого веса мембраны, чем обеспечивается ее практическая безынерционность в сравнении с иными типами излучателей;
- высокая точность воспроизведения звука, его прозрачность, естественность и реалистичность в широком диапазоне частот.

Однако надежность мембран и технические характеристики звуковых излучателей на их основе определяются не только свойствами майларовых пленок, но во многом зависят и от свойств адгезива, в частности от величины его адгезии к майлару и к алюминиевым проводникам, его термостойкости и т. п. Правильный выбор адгезива, его толщины и обеспечение равномерности нанесения определяют качество фольгированного диэлектрика и, следовательно, изготовленных из него изделий. Так, например, при малой толщине адгезива ухудшается сцепление полимера с металлом, а при слишком большой возможно образование гофр и изломов в слое

металла. Следует отметить сравнительно невысокую термостойкость адгезивов, что сказывается на общей термостойкости изделий. Также слой адгезива уменьшает эластичность и упругость склеенного с его применением материала, что не может не сказаться в дальнейшем на качестве воспроизведения звука. Очевидно, что акустические мембраны, выполненные без применения адгезива, намного выигрывали бы по своему качеству.

В электронике при изготовлении гибких носителей для сборки микросхем, гибких плат и шлейфов широко применяются фольгированные материалы на полиимидной основе (пленке). Важно отметить, что полиимидные пленки характеризуются ценнейшим комплексом свойств:

- более высокими в сравнении с другими полимерами механической прочностью, эластичностью и термостойкостью [1];
- высокой электрической прочностью (280 — 300 кВ/мм) [1];
- малой плотностью [2];
- относительно высокой теплопроводностью [3], что важно для уменьшения вероятности перегрева мембран при большой мощности звуковых излучателей;
- позволяют получать безадгезивные фольгированные материалы [4].

Настоящая статья посвящена описанию разработанной нами технологии изготовления безадгезивных акустических мембран с использованием в качестве полимерной основы полиимидных пленок, сформированных на алюминиевой фольге. В настоящее время такие мембраны другими производителями не выпускаются.

Конструктивно мембраны для изодинамических или ортодинамических аудиосистем представляют собой проводники из алюминия толщиной от 14 до 25 мкм, расположенные на полиимидной пленке. Как уже отмечалось, форма проводников может быть различной, например



Рис. 1. Акустическая мембрана ВЧ-излучателя на полиимидной основе

в виде меандра или спирали (рис. 1), и задается фотошаблонами. В зависимости от конструкции акустических систем размеры мембран могут составлять от 34×34 до 200×400 мм. Толщина полиимидной пленки (основы мембран) обычно составляет 10–20 мкм.

Технологический процесс изготовления акустических мембран на полиимидной основе включает в себя такие основные операции, как:

- подготовка поверхности фольги;
- формирование слоя полиимидной пленки на фольге;
- термообработка фольгированного диэлектрика;
- нанесение фоторезиста;
- экспонирование;
- проявление;
- травление слоя алюминия;
- снятие фоторезиста или зачистка контактов;
- контроль и измерение сопротивления.

Подготовку поверхности фольги проводят в соответствии с рекомендациями, приведенными в [4]. Для этого металлическую фольгу предварительно подвергают очистке и обезжириванию в этиловом спирте и парах трихлорэтилена для улучшения смачиваемости поверхности фольги жидкими полиимидным лаком и фоторезистом при их нанесении.

Формирование слоя полиимидной пленки на фольге [4] проводят на специализированной установке рулонным методом. Для нанесения жидкого лака используют щелевые фильеры, обеспечивающие равномерность толщины лакового покрытия не хуже ± 2 мкм по всей ширине материала. Сушку нанесенного лака проводят в сушильной камере при постепенном ступенчатом повышении температуры от комнатной до 100°C. Щелевая фильера и сушильная камера представляют собой единую поливочно-сушильную машину.

Термообработку полученного фольгированного диэлектрика проводят с целью достиже-

ния степени полимеризации (имидизации) нанесенной лаковой пленки до 95–100%. Для этого металлическую фольгу со сформированным полиимидным покрытием сматывают в рулон вместе с прокладочной полимерной лентой коррекса, помещают в вакуумные сушильные камеры или вакуумные печи, проводят предварительную ступенчатую термообработку при температурах от 120 до 230°C до степени полимеризации полиимидного покрытия 60–70%, после чего осуществляют окончательную сушку при температуре 295–350°C до заданной степени полимеризации [4].

В технологическом процессе изготовления акустических мембран используется негативный фоторезист ФН-11С на основе циклокаучука с бисазидом, образующий на гибких подложках эластичный защитный рельеф, стойкий к многократным перегибам. При нанесении фоторезиста, осуществляемого методом погружения, используется ранее разработанная методика [5]. Ее применение обеспечивает получение оптимальной толщины светочувствительного слоя порядка 1,5 мкм в диапазоне рабочих температур и при различных значениях вязкости фоторезиста, допускаемых техническими условиями на него. При этом требуемую скорость движения диэлектрика $U_{тр}$ в зависимости от вязкости фоторезиста определяют по графику, полученному экспериментально (рис. 2). Нанесение и сушку фоторезистивного слоя по стандартным режимам проводят на специализированной установке также рулонным методом.

Далее фольгированный диэлектрик с нанесенным фоторезистом разрезают на отдельные заготовки.

Экспонирование светочувствительного слоя проводят на установке двухстороннего экспонирования «Экспонир-202» групповым методом, при этом применяются пленочные фотошаблоны.

Перед проявлением заготовки закрепляют на специальных металлических рамках, стойких к действию технологических растворов. Проявление защитного рельефа проводят после-

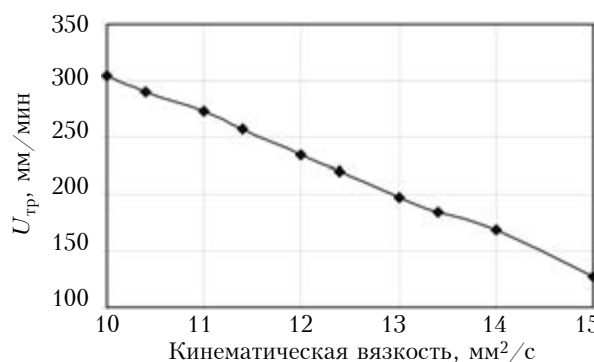


Рис. 2. Зависимость скорости движения диэлектрика от кинематической вязкости фоторезиста

довательно в трех порциях уайт-спирита с последующей промывкой в бутилацетате и сушкой в потоке теплого воздуха. Термическое дубление полученного при проявлении защитного рельефа проводят в сушильном шкафу при температуре $120 \pm 10^\circ\text{C}$ в течение часа.

Локальное травление слоя алюминия проводят групповым методом в специально подобранном кислотном травящем растворе.

При необходимости удаление фоторезиста проводят после предварительного замачивания в ксилоле путем обработки в горячем форсане-2 и последовательной промывки в ксилоле и бутилацетате. На некоторых изделиях проводить операцию удаления фоторезиста не требуется. В таком случае его удаляют локально только с

контактных площадок, которые используют для контроля сопротивления мембран и для пайки проводников.

При контроле качества мембран проверяют полноту вытравливания алюминия в дорожках травления и при необходимости с помощью иглы удаляют единичные закоротки между элементами без нарушения целостности полиимидной основы.

Затем с помощью приборов измеряют сопротивление готовых мембран, которое в зависимости от их конструкции может составлять от единиц до десятков Ом при точности воспроизведения не хуже $\pm 5\%$.

Из данных табл. 1 видно, что технические характеристики полиимидной основы существенно

Таблица 1

Технические характеристики полимерной основы акустических мембран

Тип полимера	Прочность при разрыве, МПа	Относительное удлинение при растяжении, %	Коэффициент теплопроводности, Вт/(м·К)	Диапазон рабочих температур, $^\circ\text{C}$
Полиимид	150–180	60	0,14–0,20	–60 ... +220
Лавсан	90	15	0,15	–20 ... +100

Таблица 2

Технические характеристики ВЧ-головки 10ГИ-1

Основа мембраны	Рабочий диапазон частот, кГц	Уровень чувствительности, дБ/(Вт·м)	Максимальная электрическая мощность, Вт	Коэффициент гармонических искажений при звуковом давлении 94 дБ, не более, %	Максимальный уровень звукового давления, дБ
Полиимид	2–37	88,5	30	0,5	103
Лавсан	2–35	88,3	10	1,3	97

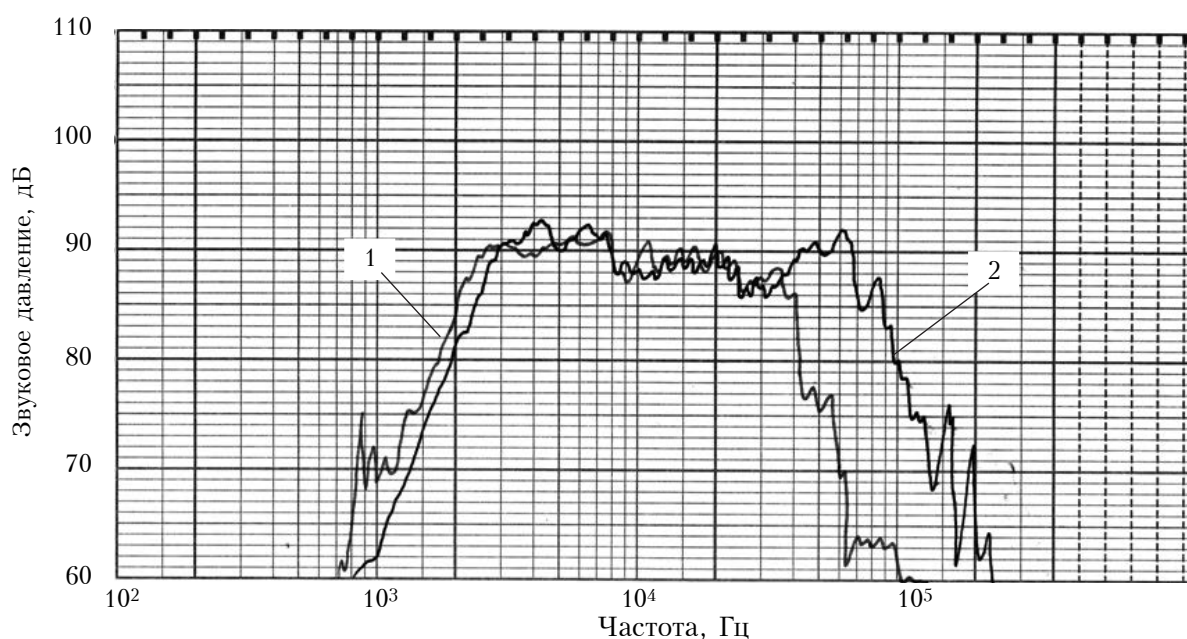


Рис. 3. АЧХ изодинамической ВЧ-головки с мембранами диаметром 34 мм на полиимидной основе при различных значениях толщины алюминия и полиимида (ПИ):
1 — Al 14 мкм, ПИ 14 мкм; 2 — Al 10 мкм, ПИ 12 мкм

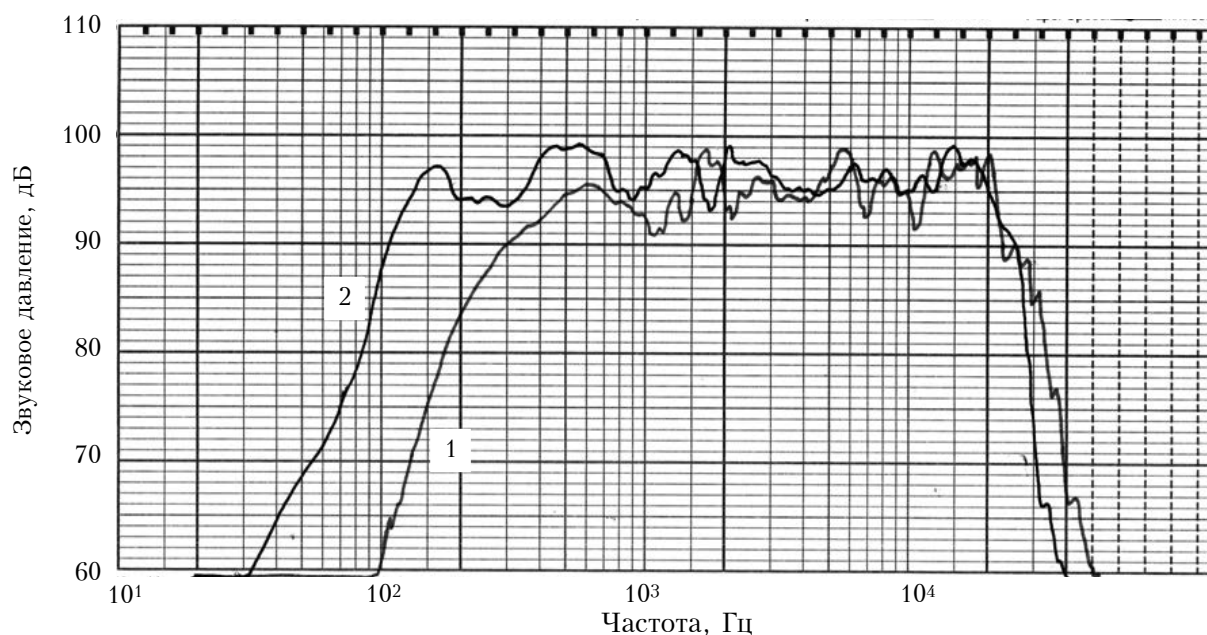


Рис. 4. АЧХ изодинамической ВЧ-головки размером 300×110 мм с мембранами на полиимидной основе при различных значениях толщины алюминия и полиимида (ПИ):
1 — Al 14 мкм, ПИ 14 мкм; 2 — Al 20 мкм, ПИ 20 мкм

превосходят параметры лавсановой пленки, благодаря чему увеличивается надежность и срок службы аудиосистем, улучшается технологичность процесса пайки проводников к мембранам при монтаже систем. Важно также отметить, что исключение адгезива из конструкции акустических мембран положительно сказывается и на качестве их звучания. Например, используя тонкую полиимидную пленку толщиной 10–12 мкм удалось изготовить высокочастотную головку громкоговорителя с максимальной рабочей частотой 120 кГц. При этом звук становился не только более естественным, но и значительно улучшились его пространственные характеристики — фокусировка и локализация.

Зависимости амплитуды звукового давления акустических мембран от частоты (АЧХ) измеряли гетеродинным анализатором спектра 2010А фирмы «Брюль и Кьер» (Дания) с микрофонами 4149, 4135 и самописцем 2037, позволяющим исследовать частотные характеристики в диапазоне частот от 2 Гц до 200 кГц. Измерения проводились в звукозаглушенной камере акустической лаборатории НПП «Звукотехники и информационных систем» (г. Львов).

АЧХ изодинамической высокочастотной головки громкоговорителя 10ГИ-1 с мембранами на полиимидной и на майларовой основах, выполненными с одинаковой топологией и толщиной алюминиевой фольги, отличаются незначительно. Они определяются в большей степени акустическим дизайном головки, который не изме-

нился. А вот динамические и мощностные характеристики головки в случае использования полиимидной основы значительно улучшились (табл. 2).

Для демонстрации влияния конструктивных особенностей на характеристики акустических преобразователей на рис. 3 и 4 приведены АЧХ акустических излучателей двух типов. Здесь видно, что изменяя толщину материала, можно влиять на частотный диапазон как высокочастотных, так и низкочастотных устройств.

Авторами организован серийный выпуск безадгезивных акустических мембран на полиимидной основе в НПП «Поликом» (г. Красногорск). Исследования первых образцов мембран и изделий с их использованием, а также совершенствование конструкции и технологии изделий проводились в течение нескольких лет.

С использованием низкоомных акустических мембран на полиимидной основе этим же предприятием совместно с НПП звукотехники и информационных систем выпускается ряд уникальных автомобильных изодинамических систем, в том числе изодинамический сабвуфер, широкополосные изодинамические домашние системы. Применение безадгезивных акустических мембран позволило увеличить чувствительность небольшой (400×1100 мм) широкополосной изодинамической Hi-End системы 150 АСИД-007 с 85 до 97 дБ/(Вт·м), а нижнюю граничную частоту уменьшить с 200 до 70 Гц при практически том же конструктиве.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Бессонов М.И., Котон М.М., Кудрявцев В.В., Лайус Л.А. Полиимиды — класс термостойких полимеров. — Ленинград: Наука, 1983.
2. Борщев В.Н., Листратенко А.М., Антонова В.А. и др. Светодиодные модули на основе алюминиевой «chip on flex» (COF) технологии // Світлотехніка та електроенергетика. — 2008. — № 4. — С. 31 — 37.
3. Плис Н.И., В Вербицкий.Г., Жора В.Д. и др. Технология сборки микросхем на гибком полиимидном носителе // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2010. — № 5-6. — С. 43-45.

4. Патент России 2240921. Способ получения полиимидного материала / В.Н.Воробьев, А.В.Воробьев. — Оpubл. 27.11.2004.

5. Жора В.Д., Шеревеня А.Г., Донцова В.В. и др. Нанесение фоторезистивного слоя в процессе рулонного изготовления гибких носителей для сборки ИС // Электронная техника. Сер. 7, ТОПО. — 1988. — Вып. 3. — С. 5 — 8.

Дата поступления рукописи
в редакцию 15.09 2013 г.

А. В. ВОРОБЬОВ, В. Д. ЖОРА, К. К. БАКЛАЄВ, В. П. ГРУНЯНСЬКА

Росія, м. Красногорськ, Московська обл., НВП «Поліком»;
Україна, м. Київ, НДІ мікроприладів НТК «ІМК» НАН України;
м. Львів, НВП Звукотехніки та інформаційних систем
E-mail: vdzhora@ukrpost.net

БЕЗАДГЕЗИВНІ АКУСТИЧНІ МЕМБРАНИ НА ПОЛІІМІДНІЙ ОСНОВІ

Розглянуто технологію виготовлення акустичних мембран з фольгованих діелектриків типу «алюміній — поліімід» та переваги таких мембран у порівнянні з іншими звуковими випромінювачами.

Ключові слова: акустична система, звукові випромінювачі, мембрана, поліімідна плівка.

DOI: 10.15222/TKEA2014.1.42
UDC 681.84.081.5

A.V.VOROB'EV¹, V. D. ZHORA²,
K. K. BAKLAEV³, V. P. GRUNYANSKAYA²

Russia, Krasnogorsk, ¹Research and Production Company "Polycom" LLC;
Ukraine, Kiev, ²State enterprise "RI of Microdevices"
STS "Institute of Single Crystals" NAS of Ukraine;
Lvov, ³Subsidiary of public stock company
"Scientific Research Institute of Consumer Electronic Equipment
"Research and manufacturing Company for audio and IT systems"
E-mail: vdzhora@ukrpost.net

NONADHESIVE ACOUSTIC MEMBRANES BASED ON POLYIMIDE

The paper presents a comparison of technical characteristics of acoustic membranes with an adhesive layer and nonadhesive membranes. The authors present the manufacturing technology for acoustic membranes based on aluminum-polyimide film dielectrics and analyze the advantages of such membranes in comparison to other sound emitters.

Keywords: acoustic system, sound emitters, membrane, polyimide film.

REFERENCES

1. Bessonov M.I., Koton M.M., Kudryavtsev V.V., Laius L.A. *Poliimidny — klass termostoikikh polimerov* [Polyimides — a class of heat-resistant polymers] Leningrad, Nauka, 1983, 328 p. (in Russian)
2. Borshchev V.N., Listratenko O.M., Antonova V.A., Protchenko M.A., Tymchuk I.T., Kostyshyn Y. Y. [LED modules on the basis of aluminium «Chip on flex» (COF) technique] *Svitlotekhnika ta elektroenergetika*, 2008, no 4, pp. 31-37 (in Russian).

3. Plis N. I., Verbitsky V. G., Zhora V. D., Volnistov V. N., Grun'yanskaya V. P., Sergeyeva N. N. [The technology of microcircuit assembly on flexible polyimide substrate] *Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoi apparature*, 2010, no 5-6, pp. 43-45. (in Russian)

4. Russian Patent 2240921 [A method for producing a polyimide material] 27.11.2004.

5. Zhora V.D., Sherevenya A.G., Dontsova V.V. et al. [Application of the photoresist layer in the process of roll manufacturing of flexible carrier for IC assembly] *Elektronnaya tekhnika, Ser. 7, TOPO*, 1988, iss. 3, pp. 5-8. (in Russian)

Т. Т. КОВАЛЮК, к. ф.-м. н. Э. В. МАЙСТРУК, д. ф.-м. н. П. Д. МАРЬЯНЧУК

Украина, Черновицкий национальный университет имени Юрия Федьковича

E-mail: t.kovalyuk@chnu.edu.ua

МАГНИТНЫЕ И КИНЕТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КРИСТАЛЛОВ $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$

Проведены исследования магнитных и кинетических свойств кристаллов $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$, которые показали их высокую чувствительность к малейшим изменениям содержания магнитных ионов. На основе экспериментально полученных температурных зависимостей электропроводности и термо-эдс проведена оценка коэффициента термоэлектрической добротности образцов. Установлено, что особенности их магнитной восприимчивости обусловлены наличием кластеров разных размеров, а коэффициент Холла не зависит от температуры, что указывает на вырождение электронного газа. Термо-эдс для исследуемых образцов принимает отрицательные значения и возрастает по абсолютной величине при повышении температуры, что связано с уменьшением степени вырождения электронного газа.

Ключевые слова: кристалл, магнитная восприимчивость, кластер, электропроводность.

В настоящее время проводятся интенсивные исследования в направлении создания материалов, обладающих одновременно магнитными и полупроводниковыми свойствами, а также новых ферромагнитных полупроводников с достаточно высокой температурой Кюри (выше комнатной), которые могли бы быть использованы в качестве спиновых инжекторов в приборах спинтроники при комнатной температуре и при слабом внешнем магнитном поле. Твердые растворы на основе халькогенидов ртути и кадмия с содержанием 4f-элементов относятся к классу полумагнитных полупроводников, обладающих интересными свойствами [1–8], более широкими функциональными возможностями и улучшенными эксплуатационными характеристиками по сравнению с широко используемыми $\text{Hg}_{1-x}\text{Cd}_x\text{Te}$, $\text{Hg}_{1-x}\text{Cd}_x\text{Se}$. Именно это вызывает интерес к кристаллам на основе таких твердых растворов, в которых часть атомов ртути замещена атомами диспрозия (Dy) — его присутствие может приводить к ферромагнитному упорядочению в материале, что может быть использовано в приборах спинтроники.

Магнитные измерения можно применять для определения компонентного состава полумагнитного твердого раствора, распределения магнитного компонента по кристаллу и степени неупорядоченности твердого раствора, что важно с технологической точки зрения. Зависимость обменного взаимодействия в кристаллах от магнитного поля, температуры, термообработки или концентрации компонентов можно использовать для тонкого управления величиной запрещенной энергетической зоны, т. е. существенно расширить возможности использования материала.

Целью данной работы является исследование магнитных и кинетических свойств кристаллов $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$ и определение их параметров.

Методика эксперимента

Кристаллы $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$ выращены методом Бриджмена из смеси элементарных веществ Se (ОСЧ 22-4), Cd (7N), Dy (ДиМД-1), Hg (P-10⁻⁶). Мольная доля кадмия в шихте, загружаемой в ампулу, составляла 0,2, доля диспрозия — 0,02. Для выбора температуры синтеза и выращивания были использованы диаграммы состояния твердых растворов, входящих в состав кристаллов $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$ [9].

Ампулы изготавливались из толстостенного кварца с вытянутым конусообразным концом. Для того чтобы предотвратить взаимодействие загружаемого материала с кварцем, ампулы графитизировали, после чего их повторно сушили в вакуумном шкафу и оставляли в вакууме до загрузки в нее шихты. После загрузки ампулу вакуумировали до давления 10⁻² Па и запаивали.

Образцы для исследований (3 шт.) вырезали из полученного кристалла. Содержание Cd в них принималось равным его количеству в шихте, т. е. $x=0,2$. Что касается Dy, то поскольку магнитные ионы распределяются в слитке неравномерно, значения его концентрации (y) в каждом из образцов уточнялись путем исследований их магнитной восприимчивости. Получено, что для образца № 1 $y=0,011$; № 2 $y=0,013$; № 3 $y=0,017$.

Исследование магнитных свойств образцов проводилось методом Фарадея в интервале температуры $T=77–300$ К и магнитного поля $H=0,25–4$ кЭ. Измерения магнитной восприимчивости χ проводились относительно этало-

на с известным ее значением, исследуемые образцы (массой около 200 мг) размещались в тех точках магнитного поля, где находился эталонный образец при градуировке установки. Для регистрации взаимодействия исследуемого образца с магнитным полем использовали электронные весы ЭМ-И-ЗМ с чувствительностью 1 мкг. Регистрация измеряемого сигнала проводилась с помощью универсального цифрового вольтметра Picotest M3500A с погрешностью $\pm(0,004...0,008)\%$ в зависимости от предела, поэтому случайная погрешность была незначительной. Проведенные оценки показывают, что суммарная погрешность при измерении магнитной восприимчивости не превышает 1% и состоит в основном из систематической погрешности, связанной с определением массы образца и эталона, а также с неточностью расположения образца в магнитном поле, и случайной, которая обусловлена неточностью измерения величины сигнала.

Исследования кинетических коэффициентов проводили в интервале $T=77-300$ К и $H=0,5-5$ кЭ (размер образцов $8 \times 2 \times 1,5$ мм). Суммарная погрешность определения электропроводности составляет 2%, коэффициента Холла — 6%, коэффициента термо-эдс — не превышает 6%.

Магнитные свойства кристаллов

$\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$

Материал $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$ — парамагнитный, и, соответственно, магнитная восприимчивость χ исследуемых образцов имеет характерный для парамагнетиков вид. На рис. 1, а видно, что χ возрастает при уменьшении T , что обусловлено уменьшением разориентирующего действия тепловых колебаний атомов кристаллической решетки на ориентацию магнитных моментов атомов диспрозия в магнитном поле.

На основе измеренных зависимостей $\chi=f(T)$ были построены температурные зависимости обратной магнитной восприимчивости χ_f^{-1} атомов Dy (рис. 1, б):

$$\chi_f^{-1} = (\chi - \chi_0), \quad (1)$$

где χ_0 — диамагнитный вклад кристаллической решетки, который создан атомами Hg, Se, Cd, Dy (без вклада $4f$ -электронов диспрозия).

При этом вкладом носителей заряда в величину χ кристалла пренебрегали. Из исследований магнитной восприимчивости твердых растворов $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$ следует, что все полученные зависимости $1/\chi_f=f(T)$ в исследуемом интервале температур описываются законом Кюри — Вейса

$$\chi = C/(T - \Theta), \quad (2)$$

где C — постоянная Кюри;

Θ — парамагнитная температура Кюри.

Экстраполяция прямолинейных участков графиков зависимости $1/\chi_f=f(T)$ до пересечения

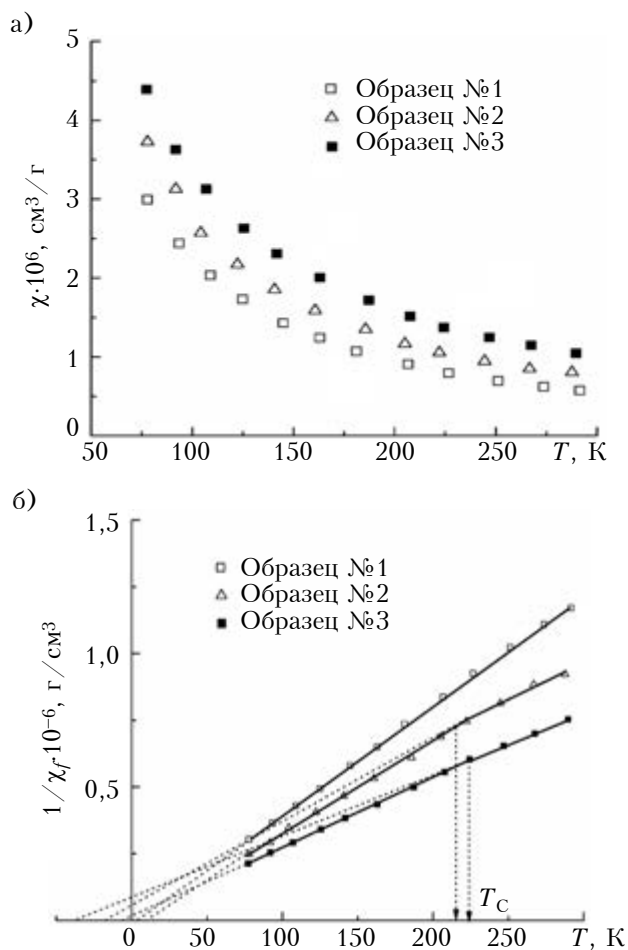


Рис. 1. Температурная зависимость магнитной восприимчивости атомов диспрозия (а) и ее обратной величины (б) для трех исследуемых образцов кристаллов $\text{Hg}_{0,8-y}\text{Cd}_{0,2}\text{Dy}_y\text{Se}$

с осью температур указывает на то, что $\Theta > 0$, т. е. между «магнитными» атомами осуществляется обменное взаимодействие ферромагнитного характера. Изломы на графиках зависимости $1/\chi_f=f(T)$ могут быть обусловлены наличием в кристаллах $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$ кластеров, а точнее их переходом из «магнитоупорядоченного» в парамагнитное состояние при температуре Кюри T_C . Свидетельством того, что при $T = T_C$ действительно происходит переход кластеров из «магнитоупорядоченного» в парамагнитное состояние, является увеличение эффективного магнитного момента $\mu_{\text{эф}}$ с ростом температуры.

Согласно модели, описанной в [10], в кристаллах $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$ могут образовываться кластеры, состоящие из атомов диспрозия, которые занимают близко расположенные узлы и междоузлия, и между ними может возникать прямое или не прямое (через атомы Se) обменное взаимодействие ферромагнитного (антиферромагнитного) характера. С увеличением размеров кластеров значения T_C , которые их ха-

Параметры образцов кристаллов $Hg_{0,8-y}Cd_{0,2}Dy_ySe$

№ образца	T_C , К	$\mu_{эф}, \mu_B^*$	θ , К	$n \cdot 10^{-18}, \text{см}^{-3}$	$-\alpha$, мкВ/К	σ , Ом $^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$	λ , Вт/(см·К)	$Z \cdot 10^3, \text{К}^{-1}$
1 ($y=0,011$)	—	6,34	4	2,2	106	840	0,019	0,49
2 ($y=0,013$)	215	6,58 6,78	8 -18	3,2	79	1377		0,45
3 ($y=0,017$)	223	6,27 6,86	-5 -38	2,7	90	1160		0,49

* μ_B — магнетон Бора

рактически не зависят от температуры, что указывает на вырождение электронного газа, а подвижность электронов μ_H уменьшается при ее увеличении, что указывает на преобладание рассеяния носителей заряда на тепловых колебаниях кристаллической решетки.

Как видно на **рис. 3**, коэффициент Холла исследуемых кристаллов $R_H=1/(en)$ (где n — концентрация электронов, см. таблицу) практически не зависит от температуры, что указывает на вырождение электронного газа, а подвижность электронов μ_H уменьшается при ее увеличении, что указывает на преобладание рассеяния носителей заряда на тепловых колебаниях кристаллической решетки.

Экстраполяция усредненных в области высоких температур участков зависимостей $1/\chi_f=f(T)$ до пересечения с осью температур (при $T \geq 290\text{K}$ между атомами $4f$ -элементов отсутствует магнитное упорядочение и их магнитный момент совпадает с полученным теоретически) дает значение Θ , которое позволяет определить содержание «магнитного» компонента в образцах. Магнитные параметры $\mu_{эф}$ и Θ трех исследуемых образцов приведены в таблице (для образцов № 2 и № 3 каждая верхняя строка соответствует более низкотемпературному прямолинейному участку на кривой $1/\chi_f=f(T)$ по сравнению с нижней).

Приведенные на рис. 1 и в таблице данные для трех образцов $Hg_{0,8-y}Cd_{0,2}Dy_ySe$ с разным содержанием Dy свидетельствуют о том, что магнитные свойства кристаллов весьма чувствительны к малейшим изменениям содержания магнитных ионов.

Кинетические свойства кристаллов $Hg_{1-x-y}Cd_xDy_ySe$

Закономерности изменения кинетических коэффициентов исследуемых образцов при изменении температуры позволяют предположить, что на явления переноса в этих кристаллах в основном влияют вакансии в подрешетке Se и междоузельные атомы ртути, поскольку известно, что в селениде ртути и твердых растворах на его основе они являются донорами.

Температурная зависимость электропроводности σ исследуемых образцов (**рис. 2, а**) характерна для металлов, когда σ уменьшается с ростом температуры, что обусловлено уменьшением подвижности электронов. Коэффициент термо-эдс α для всех образцов имеет отрицательные значения, которые возрастают по абсолютной величине при повышении температуры (рис. 2, б), что связано с уменьшением степени вырождения электронного газа.

Как видно на **рис. 3**, коэффициент Холла исследуемых кристаллов $R_H=1/(en)$ (где n — концентрация электронов, см. таблицу) практически не зависит от температуры, что указывает на вырождение электронного газа, а подвижность электронов μ_H уменьшается при ее увеличении, что указывает на преобладание рассеяния носителей заряда на тепловых колебаниях кристаллической решетки.

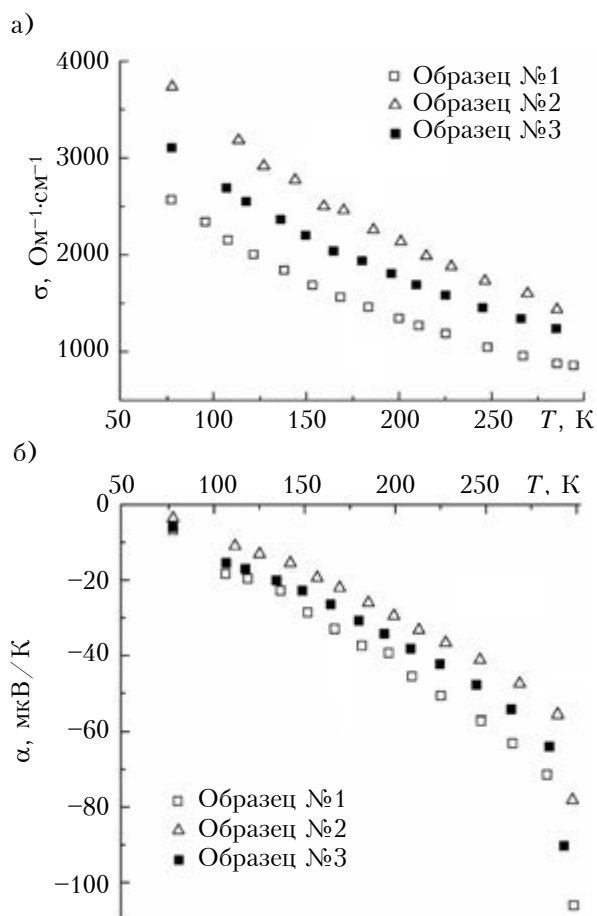


Рис. 2. Температурная зависимость удельной электропроводности (а) и коэффициента термо-эдс кристаллов $Hg_{0,8-y}Cd_{0,2}Dy_ySe$

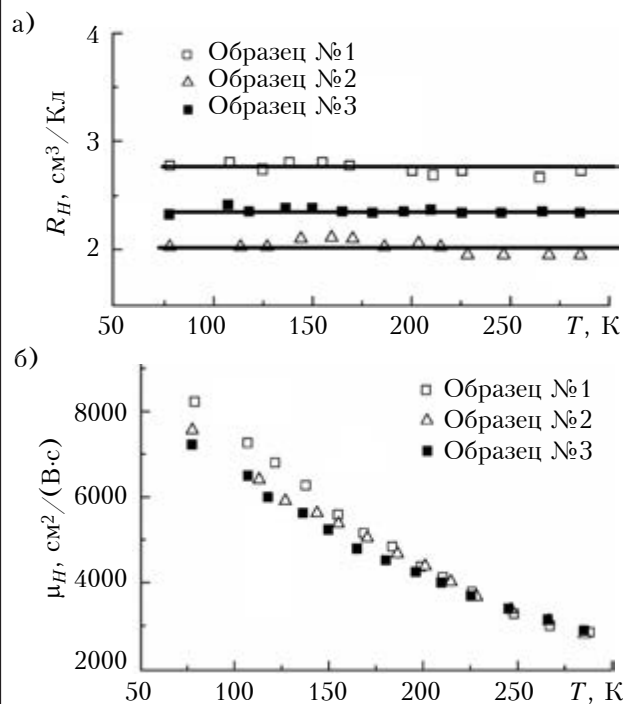


Рис. 3. Температурная зависимость коэффициента Холла (а) и подвижности электронов (б) для трех исследуемых образцов кристаллов $\text{Hg}_{0.8-y}\text{Cd}_{0.2}\text{Dy}_y\text{Se}$

Коэффициент термоэлектрической добротности кристаллов $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$

Коэффициент термоэлектрической добротности Z исследуемых кристаллов определен на основе полученных экспериментальных температурных зависимостей удельной электропроводности и коэффициента термо-эдс при $T=300$ К по формуле $Z = \alpha^2 \sigma / \lambda$. (3)

Поскольку в литературе отсутствует информация об исследованиях твердых растворов $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$, нет и данных об их теплопроводности λ . В связи с этим при расчетах Z использовали значение решеточной теплопроводности HgSe $\lambda_p \approx 0,019$ Вт/(см·К) [11]. Полученные значения Z для исследуемых образцов приведены в таблице. Следует отметить, что они носят оценочный характер и, видимо, несколько занижены по сравнению с действительными значениями, которые можно было бы получить при наличии экспериментальных значений λ кристаллов $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$.

Выводы

Таким образом, установлено, что исследованные кристаллы $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$ обладают n -типом проводимости, их коэффициент Холла практически не зависит от температуры, а электропроводность уменьшается с ростом температуры. Они обладают одновременно магнитными и полупроводниковыми свойствами, а это указывает на перспективность использования $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$ в приборах спинтроники.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Леринман Н.К., Марьянчук П.Д., Пономарев А.И., Сабирзянова Л.Д., Шелушинина Н.Г. Эффект вскипания дырок и особенности магнитосопротивления полумагнитного полупроводника $\text{Hg}_{1-x}\text{Mn}_x\text{Te}_{1-y}\text{Se}_y$ // ФТП. — 1997. — Т. 31, № 10. — С. 1198–1205.
2. Ковалюк Т.Т., Майструк Э. В., Марьянчук П. Д. Магнитные, кинетические и оптические свойства кристаллов $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Mn}_x\text{Dy}_y\text{Te}$ // Неорганические материалы. — 2013. — Т. 49, № 5. — С. 468–472.
3. Romcevic M., Kulbachinskii V.A., Romcevic N., Maryanchuk P.D., Churilov L.A. Optical properties of $\text{Hg}_{1-x}\text{Mn}_x\text{Te}_{1-y}\text{Se}_y$ // Infrared Physics and Technology. — 2005. — Vol. 46, iss. 5. — P. 379–387. DOI: 10.1016/j.infrared.2004.06.007
4. Кульбачинский В.А., Чурилов И.А., Марьянчук П.Д., Луний Р.А. Гальваномагнитные свойства полумагнитных полупроводников $\text{Hg}_{1-x}\text{Mn}_x\text{Te}_{1-y}\text{Se}_y$ // ЖЭТФ. — 1997. — Т. 112, вып. 5 (11). — С. 1809–1815.
5. Кульбачинский В.А., Чурилов И.А., Марьянчук П.Д., Луний Р.А. Влияние Se на гальваномагнитные эффекты в полумагнитных полупроводниках $\text{Hg}_{1-x}\text{Mn}_x\text{Te}_{1-y}\text{Se}_y$ // ФТП — 1998. — Т. 32, № 1. — С. 57–60.
6. Milivojevic D., Babic Stojic B., Stojic M., Kulbachinskii V.A., Maryanchuk P.D., Churilov I.A. Electron paramagnetic resonance studies of $\text{Hg}_{1-x}\text{Mn}_x\text{Te}_{1-y}\text{Se}_y$ // Solid State Communications 122. — 2002. — P. 389–393. DOI: 10.1016/S0038-1098(02)00132-1
7. Марьянчук П.Д., Майструк Э.В. Гигантское магнитосопротивление в кристаллах $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Mn}_x\text{Fe}_y\text{Te}$ // Изв. вузов. Физика. — Т. 50, № 10. — 2007. — С. 29–34.
8. Kovalyuk T. T., Maryanchuk P. D., Maistruk E. V., Kozarskyi D. P. Optical properties of $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$ crystals // Russian Physics Journal. — 2013. — Vol. 56, iss. 7. — P. 831–836. DOI: 10.1007/s11182-013-0106-5
9. Твердые растворы в полупроводниковых системах: Справочник. — Москва: Наука, 1978.
10. Maryanchuk P.D., Maistruk E.V. Effect of heat treatment in sulfur and mercury vapors on the magnetic susceptibility of $\text{Hg}_{1-x}\text{Mn}_x\text{Te}_{1-y}\text{Se}_y$ // Inorganic Materials. — 2008. — Vol. 44, iss. 5. — P. 475–480. DOI: 10.1134/S0020168508050087
11. Могилевский Б.М., Чудновский А.Ф. Теплопроводность полупроводников. — Москва: Наука, 1972.

Дата поступления рукописи
в редакцию 24.12.2013 г.

Т. Т. КОВАЛЮК, Е. В. МАЙСТРУК, П. Д. МАР'ЯНЧУК

Україна, Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича
E-mail: t.kovalyuk@chnu.edu.ua

МАГНІТНІ ТА КІНЕТИЧНІ ВЛАСТИВОСТІ КРИСТАЛІВ $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$

Проведено дослідження магнітних і кінетичних властивостей кристалів $\text{Hg}_{1-x-y}\text{Cd}_x\text{Dy}_y\text{Se}$, які показали їх високу чутливість до найменших коливань вмісту магнітних іонів. На основі експериментально от-

риманих температурних залежностей електропровідності і термо-ерс проведено оцінку коефіцієнта термоелектричної добротності зразків. Встановлено, що особливості їх магнітної сприйнятливості обумовлені наявністю кластерів різних розмірів, а коефіцієнт Холла не залежить від температури, що вказує на виродження електронного газу. Термо-ерс для досліджуваних зразків приймає негативні значення і зростає за абсолютною величиною при підвищенні температури, що пов'язано із зменшенням ступеня виродження електронного газу.

Ключові слова: кристал, магнітна сприйнятливість, кластер, електропровідність.

DOI: 10.15222/TKEA2014.1.47
УДК 621.315.592

T. T. KOVALYUK, E. V. MAISTRUK, P. D. MARYANCHUK
Ukraine, Yuriy Fedkovych Chernovtsi National University
E-mail: t.kovalyuk@chnu.edu.ua

MAGNETIC AND KINETIC PROPERTIES OF CRYSTALS $Hg_{1-x-y}Cd_xDy_ySe$

This paper presents research results on the magnetic and kinetic properties of $Hg_{1-x-y}Cd_xDy_ySe$ crystals. The coefficient of thermoelectric figure of merit of $Hg_{1-x-y}Cd_xDy_ySe$ crystals is determined on the basis of the temperature dependence of electrical conductivity and thermoelectric power. The temperature dependence of the magnetic susceptibility χ has the form typical for paramagnets and decreases with the temperature increase. The growth of χ with the decrease of T results from the decrease in the disorienting effect of thermal vibrations of the atoms in crystal lattice on orientation of the magnetic moments of Dy in magnetic field. The authors have established that the characteristics of the magnetic susceptibility result from the presence of clusters with different sizes.

The characteristic properties of the changes in kinetic coefficients with temperature variation for $Hg_{1-x-y}Cd_xDy_ySe$ samples suggests that vacancies in the Se sublattice and interstitial mercury mainly affect the transport phenomena in these crystals. It is known that mercury chalcogenides and solid solutions based on mercury interstitials and vacancies in the chalcogen sublattice are donors.

The temperature dependence of the electrical conductivity for $Hg_{1-x-y}Cd_xDy_ySe$ are metallic in character, that is decreases with increasing temperature due to decreasing mobility of electrons, the Hall coefficient of the crystals $Hg_{1-x-y}Cd_xDy_ySe$ does not depend on temperature, which is associated with the degeneracy of the electron gas. Thermoelectric power for $Hg_{1-x-y}Cd_xDy_ySe$ samples is negative and its absolute value increases with the temperature increase due to reduction in the degree of degeneracy of the electron gas. Research results indicate prospects of the application of $Hg_{1-x-y}Cd_xDy_ySe$ crystals in spintronics devices.

Keywords: crystal, magnetic susceptibility, cluster, electric conductivity.

REFERENCES

1. Lerinman N.K., Mar'yanchuk P.D., Ponomarev A.I., Sabirzyanova L.D., Shelushinina N.G. Hole boil-off and the magnetoresistance of the semimagnetic semiconductor $Hg_{1-x}Mn_xTe_{1-y}Se_y$. *Semiconductors*, 1997, vol. 31, no 10, pp. 1030-1036. DOI: 10.1134/1.1187019
2. Kovalyuk T.T., Maistruk E.V., Maryanchuk P.D. Magnetic, optical, and kinetic properties of $Hg_{1-x-y}Mn_xDy_yTe$ crystals. *Inorganic Materials*, 2013, vol. 49, no 5, pp. 445-449. DOI: 10.1134/S0020168513050051
3. Romcevic M., Kulbachinskii V.A., Romcevic N., Maryanchuk P.D., Churilov L.A. Optical properties of $Hg_{1-x}Mn_xTe_{1-y}Se_y$. *Infrared Physics and Technology*, 2005, vol. 46, iss. 5, pp. 379-387. DOI: 10.1016/j.infrared.2004.06.007
4. Kul'bachinskii V. A., Churilov I. A., Mar'yanchuk P. D., Lunin R. A. Galvanomagnetic properties of $Hg_{1-x}Mn_xTe_{1-y}Se_y$ semimagnetic semiconductors. *Journal of Experimental and Theoretical Physics*, 1997, vol. 85, iss. 5, pp. 989-993. DOI: 10.1134/1.558405
5. Kulbachinskii V. A., Churilov I. A., Maryanchuk P. D., Lunin R. A. Effect of selenium on the galvanomagnetic properties of the diluted magnetic semiconductor $Hg_{1-x}Mn_xTe_{1-y}Se_y$. *Semiconductors*, 1998, vol. 32, no 1, pp. 49–51. DOI: 10.1134/1.1187367
6. Milivojevic D., Babic Stojic B., Stojic M., Kulbachinskii V.A., Maryanchuk P.D., Churilov I.A. Electron paramagnetic resonance studies of $Hg_{1-x}Mn_xTe_{1-y}Se_y$. *Solid State Communications*, 2002, vol. 122, iss. 7–8, pp. 389-393. DOI: 10.1016/S0038-1098(02)00132-1
7. Maryanchuk P.D., Maistruk E. V. Giant magnetoresistance in $Hg_{1-x-y}Mn_xFe_yTe$ crystals. *Russian Physics Journal*, 2007, vol. 50, no 10, pp. 985-992. DOI: 10.1007/s11182-007-0143-z
8. Kovalyuk T. T., Maryanchuk P. D., Maistruk E. V., and Koziarskyi D. P. Optical properties of $Hg_{1-x-y}Cd_xDy_ySe$ crystals. *Russian Physics Journal*, 2013, vol. 56, iss. 7, pp. 831-836. DOI: 10.1007/s11182-013-0106-5
9. *Tverdye rastvory v poluprovodnikovyykh sistemakh* [Solid solutions in semiconductor systems. Reference book] Moscow, Nauka, 1978, 188 p. (in Russian)
10. Maryanchuk P.D., Maistruk E.V. Effect of heat treatment in sulfur and mercury vapors on the magnetic susceptibility of $Hg_{1-x}Mn_xTe_{1-y}Se_y$. *Inorganic Materials*, 2008, vol. 44, iss. 5, pp. 475–480. DOI: 10.1134/S0020168508050087
11. Mogilevskii B.M., Chudnovskii A.F. *Teploprovodnost' poluprovodnikov* [The thermal conductivity of semiconductors] Moscow, Nauka 1972, 535 p.

М. Г. САМЫНИНА, к. с.-х. н. В. А. ШИГИМАГА

Украина, г. Харьков, Институт животноводства НААН

E-mail: radugadata@mail.ru, vash105@gmail.com

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ ИЗМЕНЕНИЙ ТЕМПЕРАТУРЫ

Предложено нестандартное устройство на основе полупроводниковых терморезисторов с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления для контактного измерения изменений температуры в установленном диапазоне. Показано влияние количества последовательно включенных термоэлементов на параметры измерительной системы, исследованы ее метрологические характеристики.

Ключевые слова: измерение изменения температуры, полупроводниковые терморезисторы, разрешающая способность, метрологические параметры.

Открытие Фарадеем в 1833 году отрицательного температурного коэффициента сопротивления у сульфида серебра положило начало развитию нового класса датчиков температуры на основе полупроводниковых терморезисторов. Их преимуществом являются высокая чувствительность электрического сопротивления к изменению температуры (в 6–10 раз больше, чем у металлических термометров сопротивления), малая инерционность, обусловленная малой теплоемкостью, и малые размеры [1]. Такие датчики отличаются высокой стабильностью и большим номинальным сопротивлением, что позволяет использовать простые вторичные измерительные приборы и не учитывать влияние сопротивления соединительных проводов [1, 2]. Полупроводниковые терморезисторы находят широкое применение в промышленной электронике в системах измерения, регулирования и компенсации температуры, теплового контроля [3], а также в сфере биомедицины [1, 4].

Существенной особенностью и отличием полупроводниковых терморезисторов является большой разброс параметров и нелинейность их температурной характеристики. При этом для расчета температуры необходимо использовать известную формулу [5], что весьма трудоемко. В связи с этим применяют схемы линеаризации с помощью параллельного или последовательного включения пассивных резисторов с сопротивлениями, практически не зависящими от температуры [5]. При этом крутизна градуировочной характеристики существенно снижается, а следовательно, снижается в разы и чувствительность схемы, которая зачастую приближается к чувствительности проволочных термометров сопротивления. Поэтому в целом полупроводниковые

терморезисторы не используются для прецизионного измерения температуры и применяются для термометров ограниченного диапазона измерения [1, 4, 6].

Снижения чувствительности измерительной системы при использовании схемы линеаризации можно избежать, если применить последовательное включение нескольких одинаковых терморезисторов. Подобный подход внедрен в практику при конструировании датчиков в виде термопар из термопар [7, 8]. При этом в доступной нам литературе не найдено информации о том, как такой способ может влиять на метрологические характеристики измерительных устройств на основе полупроводниковых терморезисторов с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (**ТКС**) и, следовательно, на выбор оптимальных параметров измерительной аппаратуры.

Целью данной работы являлось изучение влияния количества последовательно включенных полупроводниковых терморезисторов с отрицательным ТКС и линеаризованной температурной зависимостью на разрешающую способность измерительной схемы и основную относительную погрешность определения изменений температуры нестандартного средства измерительной техники.

Конструкция измерительной схемы и расчет ее параметров

Исследование проводили для схемы, состоящей из нескольких последовательно включенных одинаковых терморезисторов с отрицательным ТКС и включенного параллельно им резистора для линеаризации температурной характеристики терморезисторов, а также стандартного

измерительного прибора типа омметра (мульти-метра). В состав измерительной системы входят: полупроводниковые терморезисторы бусинкового типа СТЗ-14В номиналом 2,2 кОм; мультиметр UNI-T M890G; прецизионные резисторы С2-29В номинальным сопротивлением 500 Ом — 3 кОм.

Сопротивление прецизионного резистора $R_{\text{л}}$, который подключали параллельно термоэлементам для линеаризации температурной характеристики схемы определяли по формуле, которая аналогична той, что применяется в расчетах для одного терморезистора [4, 5]:

$$R_{\text{л}} = R_{\text{ТМ}} \frac{B_{\text{с}} - 2T_{\text{М}}}{B_{\text{с}} + 2T_{\text{М}}}, \quad (1)$$

где $R_{\text{ТМ}}$ — сопротивление схемы терморезисторов при среднем значении температуры $T_{\text{М}}$ (К) заданного диапазона.

Для нахождения входящей в формулу константы $B_{\text{с}}$ схемы последовательно соединенных терморезисторов (ее размерность К) проводили калибровку схемы при двух значениях температуры, а затем для расчета использовали формулу, которая обычно применяется для одного терморезистора [4, 5]:

$$B_{\text{с}} = 2,303 \frac{\lg R_1 - \lg R_2}{1/T_1 - 1/T_2}, \quad (2)$$

где R_1, R_2 — сопротивление (в Ом) последовательно соединенных терморезисторов при температуре, соответственно, T_1 и T_2 (в К).

Общее сопротивление схемы, зависящее от измеряемой температуры, составляет

$$R_{\text{с}} = \frac{1}{1/R_{\text{л}} + 1/(R_{\text{Т1}} + \dots + R_{\text{Тn}})}, \quad (3)$$

где $R_{\text{Т1}}, \dots, R_{\text{Тn}}$ — сопротивление терморезисторов при температуре T .

Изменения температуры, фиксируемые системой измерения, вычисляются путем умножения разрешающей способности измерительной схемы на величину изменения общего сопротивления системы, определяемую как разность показаний измерительного прибора, деленную на цену младшего разряда цифрового измерительного прибора.

Экспериментальная часть

Учитывая то, что сфера биомедицины является одним из основных направлений применения полупроводниковых терморезисторов с отрицательным ТКС, и решая исследовательскую проблему [9], для которой возникла необходимость рассмотрения подобного устройства, диапазон температуры для проведения предварительной оценки параметров схемы был фиксирован: от 36 до 42°C.

Согласно схеме измерения были определены метрологические характеристики, которые под-

лежат исследованию: разрешающая способность измерительной схемы, основная относительная погрешность определения изменений температуры и ее составляющие — относительная погрешность определения разности сопротивлений, относительная погрешность разрешающей способности схемы и погрешность квантования.

С целью определения теоретически возможного значения разрешающей способности измерительной схемы было исследовано 18 одинаковых полупроводниковых терморезисторов, которые имели отклонение $\pm 7,8\%$ от номинала. Их случайным образом включали в измерительную схему последовательно в количестве до пяти штук. Разрешающую способность схемы K вычисляли как

$$K = \Delta_d / E,$$

где Δ_d, E — цена деления младшего разряда цифрового измерительного прибора и его чувствительность соответственно, $E = \Delta_{\text{RC}} / \Delta T$.

Основную относительную погрешность определения изменения температуры вычисляли как [11]

$$\delta_{\Delta t} = \pm \sqrt{\delta_{\Delta R}^2 + \delta_K^2 + \delta_{\text{кв}}^2}, \quad (4)$$

где $\delta_{\Delta R}$ — относительное отклонение результата вычитания показаний измерительного прибора;

δ_K — относительное отклонение заданной разрешающей способности от действительного значения;

$\delta_{\text{кв}}$ — относительная ошибка квантования, возникающая в результате того, что изменения температуры фиксируются с определенным шагом.

При этом

$$\delta_{\text{кв}} = (\Delta_{\text{кв}} / \Delta_{t\text{max}}) \cdot 100\%, \quad (5)$$

где $\Delta_{t\text{max}}$ — диапазон температуры, в котором температурная характеристика схемы линеаризована.

Для расчета относительной погрешности определения разности двух значений сопротивления $R_{\text{с}}$, которая характеризует изменение общего сопротивления схемы при изменении температуры, были использованы выражения

$$R_{\text{с1изм}} = R_{\text{с1}} + R_{\text{с1}}(\delta_R / 100\%);$$

$$R_{\text{с2изм}} = R_{\text{с2}} + R_{\text{с2}}(\delta_R / 100\%),$$

где $R_{\text{с1изм}}, R_{\text{с2изм}}$ — результаты измерений;

$R_{\text{с1}}, R_{\text{с2}}$ — действительные значения измеряемой величины $R_{\text{с}}$, которые измерены с погрешностью $\pm \delta_R$;

δ_R — основная относительная погрешность измерительного прибора (в %).

Таким образом, для относительной погрешности определения разности двух значений было получено выражение общего вида

$$\delta_{\Delta R} = (R_{c1} \left(1 + \frac{\delta_R}{100\%}\right) - R_{c2} \left(1 + \frac{\delta_R}{100\%}\right) - (R_{c1} - R_{c2})) \cdot 100\% / (R_{c1} - R_{c2}). \quad (6)$$

после упрощения которого получаем, что

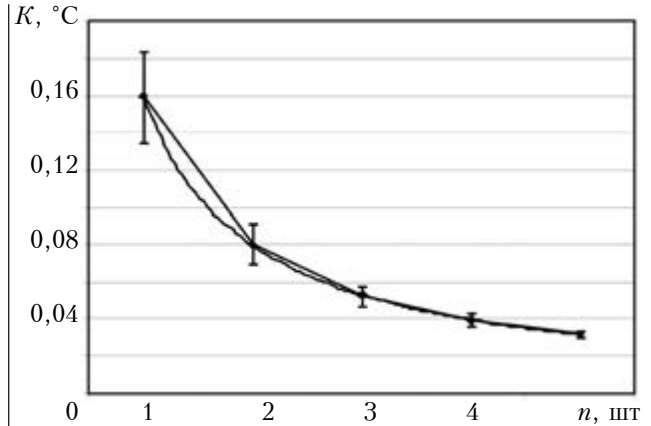
$$\delta_{\Delta R} = \delta_R. \quad (7)$$

Для того, чтобы определить относительное отклонение теоретического значения разрешающей способности измерительной схемы от ее действительного значения, необходимо установить фактическое значение чувствительности схемы к изменениям температуры. С этой целью по реперной точке, в качестве которой выбрана температура плавления галлия (29,76°C) как наиболее близкая к заданному температурному диапазону, и при выбранной произвольно температуре из этого диапазона проводили калибровку схемы с последовательным соединением терморезисторов без включения в схему прецизионного резистора, предназначенного для линеаризации температурной характеристики. По формуле (2) было определено действительное значение коэффициента B_c . Используя известное выражение [5], которое применяется для описания температурной характеристики терморезисторов с отрицательным ТКС, были определены значения сопротивления последовательно соединенных терморезисторов, соответствующие началу и концу установленного температурного диапазона. Далее при этих температурах по формуле (3) были вычислены значения общего сопротивления измерительной схемы с учетом сопротивления линеаризации, а затем — фактические значения чувствительности и разрешающей способности схемы.

Необходимые для исследования измерения проводили на базе отдела температурных и теплофизических измерений ННЦ Института метрологии (г. Харьков). Реперная точка температуры плавления галлия и температура из заданного диапазона были воспроизведены с помощью калибратора температуры ТС-660 (рабочего эталона 3-го разряда). Была предусмотрена поверка измерительного прибора (мультиметра), которую осуществляли с помощью меры (магазина) электрического сопротивления постоянного тока ММЭС Р3026 0,4.1 (класс точности 0,002).

Результаты и их обсуждение

Изменение разрешающей способности схемы при увеличении количества полупроводниковых терморезисторов, включенных в схему линеаризации, которое можно получить при $\Delta_d = 1$ Ом, показано на **рисунке**. Экспериментальные точки хорошо аппроксимируются степенной функцией $y = 0,1595x^{-1,0018}$ (коэффициент детерминации фактически равен единице). Используя эту зависимость, можно показать, что последовательное включение семи и более полупроводниковых терморезисторов в схему линеаризации приведет к получению большей чувствительности со-



Зависимость разрешающей способности схемы линеаризации терморезисторов от количества последовательно соединенных термоэлементов

противления к температуре, около 38 Ом/°C, чем в среднем у одного терморезистора данного типа до линеаризации. При этом минимальное разрешение составит 0,03°C.

Как видно из рисунка, чувствительность схемы существенно увеличивается при включении второго терморезистора — разрешающая способность улучшается на 0,08°C (в 2 раза), а при включении третьего еще на 0,03°C (в 1,5 раза). Дальнейшее увеличение уже не происходит столь стремительно, и для получения разрешения в 0,01°C необходимо последовательное включение около 16 терморезисторов данного типа, что уже вряд ли целесообразно и является одним из ограничивающих факторов при подборе оптимальных параметров устройства. Одновременно с увеличением количества включаемых терморезисторов отмечается и уменьшение величины разброса значений K , который возникает из-за разброса характеристик терморезисторов.

Оценку метрологических характеристик системы измерения провели для схемы с четырьмя последовательно включенными терморезисторами с сопротивлением согласно их паспортов 2453, 2221, 2266 и 2015 Ом при температуре 20°C (относительное отклонение сопротивления от номинального значения для данного типа термосопротивлений составляет $\pm 8,4\%$). Рассчитанные по формулам (1), (2) параметры измерительной схемы составили $B_c = 3273$ К и $R_d = 3089$ Ом. С учетом этих параметров, по формуле (3) были установлены значения общего сопротивления схемы, соответствующие границам заданного диапазона, и определена разрешающая способность схемы, которая может быть реализована, а именно: $K = 0,040085^\circ\text{C}$. В соответствии с рисунком, разрешающая способность схемы теоретически может составлять 0,04°C, поэтому относительная погрешность расчетного значения по отношению к теоретическому определена как $\delta_K = 0,2\%$.

Расчет относительной погрешности квантования проведен с учетом того, что зависимость

абсолютной погрешности квантования от измеряемой разности температур представляет собой пилообразную функцию [11], а ее максимальное значение может достигать целого шага квантования, т. е. $|\Delta_{\text{кв}}| \leq 0,04^\circ\text{C}$. Таким образом, согласно формуле (5) относительная погрешность квантования составила $\delta_{\text{кв}}=0,7\%$.

Относительная погрешность определения разности сопротивлений схемы в соответствии с формулой (7) определяется основной относительной погрешностью измерительного прибора. Ее величина согласно паспортным данным равна 0,8%, поэтому $\delta_{\Delta R}=0,8\%$. Поверка мультиметра подтвердила соответствие метрологических характеристик установленным в паспорте. Следовательно, по предварительной оценке согласно формуле (4) основная относительная погрешность определения изменения температуры должна составить 1,1%.

Для определения действительного значения разрешающей способности измерительной схемы при последовательном соединении четырех терморезисторов была проведена ее калибровка по реперной точке — температуре плавления галлия и при температуре из заданного диапазона без включения в схему прецизионного резистора. В **таблице** приведены результаты измерений и относительные отклонения экспериментальных данных от значений, полученных расчетным путем согласно данным паспортов.

Общее сопротивление цепи при различных T

$T, ^\circ\text{C}$	Сопротивление цепи, Ом		Относительное отклонение, %
	среднее результатов измерений	расчетное	
29,76	6277	6248	0,46
38,00	4717	4694	0,49

Исходя из экспериментальных данных, было определено действительное значение коэффициента B_c , которое составило 3271 К.

При включении сопротивления линеаризации в измерительную схему фактическое значение ее общего сопротивления R_c , соответствующее температуре $38,00^\circ\text{C}$, составило 1867 Ом. Найденные с учетом полученного значения коэффициента B_c значения общего сопротивления схемы, соответствующие началу и концу диапазона, в котором температурная характеристика линеаризована, составили 1916 и 1763 Ом. Следовательно, действительное значение разрешающей способности измерительной схемы $K=0,040092^\circ\text{C}$, а его относительное отклонение от теоретического ($0,04^\circ\text{C}$) $\delta_K=0,2\%$. Согласно формуле (4) основная относительная погрешность определения изменения температуры составила 1,1%.

Таким образом, основной вклад в формирование общей погрешности измерения малых изменений температуры вносят погрешность квантования, определяемая разрешающей способностью измерительной схемы, и относительная ошибка измерения сопротивления стандартным измерительным прибором типа омметра (мультиметра). Очевидно, что увеличение количества терморезисторов приведет к улучшению разрешающей способности и уменьшению погрешности квантования, при этом измерительный прибор, возможно, целесообразно выбирать с меньшей погрешностью измерения сопротивления, чтобы реализовать максимальную точность схемы.

Следует отметить, что при использовании схемы линеаризации для измерения изменений температуры в диапазоне от 36 до 42°C с помощью одного полупроводникового терморезистора данного типа достигается точность на уровне около 3–4%. В этом случае возможность контролировать изменения температуры ограничена уровнем десятых долей градуса.

Выводы

Проведенные исследования нестандартного измерительного устройства на основе полупроводниковых терморезисторов с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления показали, что высокое разрешение по температуре в ограниченном диапазоне температур может быть достигнуто при применении схемы линеаризации. Схема с последовательным включением однотипных терморезисторов позволяет измерять изменения температуры с большой точностью, поэтому подобный подход можно использовать при разработке аппаратуры для высокоточных измерений и систем точного регулирования температуры в определенных диапазонах. В этом случае область применения полупроводниковых терморезисторов в системах, работающих в узких диапазонах температуры, будет расширяться.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Евтихий Н.Н., Купершмидт Я.А., Папуловский В.Ф., Скугоров В.Н. Измерение электрических и неэлектрических величин: Учеб. пособие для вузов. — Москва: Энергоатомиздат, 1990.
2. Зайцев Ю.В. Полупроводниковые резисторы. — Москва: Энергия, 1969.
3. Мэглин Э.Д. Терморезисторы. — Москва: Радио и связь, 1983.
4. Фрайден Дж. Современные датчики. Справочник. — Москва: Техносфера, 2005.
5. Виглеб Г. Датчики. — Москва: Мир, 1989.
6. Джексон Р.Г. Новейшие датчики. — Москва: Техносфера, 2007.
7. Геращенко О.А., Федоров В.Г. Тепловые и температурные измерения: Справочное руководство. — Киев: Наукова думка, 1965.
8. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений. — Москва: Мир, 1990.

9. Самынина М.Г. Применение дифференциальной термометрии для повышения достоверности оценки температуры тела // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. — 2011. — №6/5(54) — С. 30–33.

10. Самынина М.Г. Способ построения измерительной системы для регистрации малых изменений температуры // Бионика интеллекта. — 2008. — №1(68). — С. 123–127.

11. Хромой Б.П., Кандинов А.В., Сенявский А.Л. и др. Метрология, стандартизация и измерения в технике связи: Учеб. пособие для вузов. — Москва: Радио и связь, 1986.

Дата поступления рукописи
в редакцию 03.09 2013 г.

М. Г. САМИНИНА, В. А. ШИГИМАГА

Україна, м. Харків, Інститут тваринництва НААН
E-mail: radugadata@mail.ru, vash105@gmail.com

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ МАЛИХ ЗМІН ТЕМПЕРАТУРИ

Запропоновано нестандартний пристрій на основі напівпровідникових терморезисторів з негативним температурним коефіцієнтом опору для контактного вимірювання змін температури в установленому діапазоні. Показано вплив кількості послідовно включених термоелементів на параметри вимірювальної системи, досліджено її метрологічні характеристики.

Ключові слова: вимір зміни температури, напівпровідникові терморезистори, роздільність, метрологічні параметри.

DOI: 10.15222/TKEA2014.1.52
UDC 681.2.08:53.083.62

M. G. SAMYNINA, V. A. SHIGIMAGA

Ukraine, Kharkov, Institute of animal science of NAAS
E-mail: radugadata@mail.ru, vash105@gmail.com

INVESTIGATION OF METROLOGICAL PARAMETERS OF MEASURING SYSTEM FOR SMALL TEMPERATURE CHANGES

Metrological parameters of the non-standard contact device were investigated to characterize its performance in temperature change measurements in the specified temperature range. Several series thermistors with a negative temperature coefficient of resistance connected into a linearization circuit were used as the sensing element of the semiconductor device. Increasing the number of thermistors leads to improved circuitry resolving power and reduced dispersion of this parameter. However, there is the question of optimal ratio of the number of thermistors and implemented temperature resolution, due to the nonlinear resolution dependence of the number of series-connected thermoelements. An example of scheme of four similar thermistors as the primary sensor and of a standard measuring instrument, which is working in ohmmeter mode, shows the ability to measure temperature changes at the level of hundredth of a Celsius degree. In this case, a quantization error, which is determined by a resolution of the measuring system, and the ohmmeter accuracy make the main contribution to the overall accuracy of measuring small temperature changes.

Keywords: temperature change measuring, semiconductor thermoresistors, resolution, metrological parameters.

REFERENCES

1. Evtikhiev N.N., Kupersmidt Ya.A., Papulovskii V.F., Skugorov V.N. *Izmerenie elektricheskikh i neelektricheskikh velichin* [Measurement of electrical and non-electrical quantities] Moscow, Energoatomizdat, 1990.
2. Zaitsev Yu.V. *Poluprovodnikovye rezistory* [Semiconductor resistors] Moscow, Energiya, 1969.
3. Meklin E.D. *Termorezistory* [Thermistors] Moscow, Radio i svyaz', 1983.
4. Fraiden Dzh. *Sovremennye datchiki. Spravochnik* [Modern sensors. A hand-book] Moscow, Tekhnosfera, 2005.
5. Vigleb G. *Datchiki* [Sensors] Moscow, Mir, 1989.
6. Jackson R.G. *Novel sensors and sensing*, CRC Press, 2004.
7. Gerashchenko O.A., Fedorov V.G. *Teplovye i temperaturnye izmereniya. Spravochnoe rukovodstvo* [Heat

and temperature measurement. Handbook] Kiev, Naukova dumka, 1965.

8. Maizda F. *Elelectronic techniques, instruments and measurement*, Cambridge University Press, 1987.

9. Samynina M.G. [Application of differential thermometry to improve the reliability assessment of body temperature] *Vostochno-Evropeiskii zhurnal peredovykh tekhnologii*, 2011, no 6/5 (54), pp. 30-33.

10. Samynina M.G. [The method of constructing the measuring system for detecting small changes in temperature] *Bionika intellekta*, 2008, no 1(68), pp. 123-127.

11. Khromoi B.P., Kandinov A.V., Senyavskii A.L. i dr. *Metrologiya, standartizatsiya i izmereniya v tekhnike svyazi* [Metrology, standardization and measurement in communications technology] Moscow, Radio i svyaz', 1986.

К. т. н. А. А. ДАШКОВСКИЙ, к. т. н. И. Л. МИХЕЕВА

Украина, г. Киев, ЧАО «Укрналит»

E-mail: analyt@ukranalyt.com.ua, mil@ukranalyt.com.ua

ВСЕУКРАИНСКОМУ НИИ АНАЛИТИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ «Укрналит» — 45 ЛЕТ

Описана история создания и развития института как научной организации. Приведена информация о направлениях научно-технической деятельности, результатах, достигнутых коллективом на протяжении 45-летней истории предприятия.

Ключевые слова: Укрналит, аналитическое приборостроение, газоанализатор, пылемер, системы экологического мониторинга атмосферного воздуха, система пожарной защиты самолетов.

Аналитическое приборостроение — это создание и производство технических средств, позволяющих определять структуру, состав, свойства и количество веществ с использованием различных физических, химических и физико-химических методов. Как самостоятельная отрасль науки и техники аналитическое приборостроение определилось и начало бурно развиваться в 60-х годах прошлого века. Созданием и изготовлением аналитических приборов занимались многочисленные, однако разрозненные, научно-исследовательские организации и конструкторские бюро. Среди них наибольшими в Украине были Харьковский и Северодонецкий филиалы Опытного-конструкторского бюро автоматизации СССР, Макеевский НИИ безопасности работ в угольной промышленности, Конотопский НИИ «Автоматуглерудпром», Киевский институт автоматизации, СКБ аналитического приборостроения и средств автоматизации (СКБ ПС) и другие предприятия. И со временем возникла неотложная потребность в создании головной научной организации для объединения научного потенциала и координации научно-технической деятельности в отрасли аналитического приборостроения, причем как в Украине, так и в СССР.

В 1968 году Постановлением Совета Министров СССР № 115 было принято решение об организации в Киеве Всесоюзного научно-исследовательского института аналитического приборостроения (ВНИИАП) Министерства приборостроения, средств автоматизации и систем управления СССР (приказ Министерства от 19.07 1968 г. № 163).

В январе 1969 года ВНИИАП начал свою деятельность в качестве головной научной организации СССР в области аналитического приборостроения. За истекшие 45 лет Институт неоднократно преобразовывался и теперь предпри-

ятие называется Частное акционерное общество «Всеукраинский НИИ аналитического приборостроения» (ЧАО «Укрналит»).

В настоящее время Институт является головной научной организацией Министерства промышленной политики Украины в области аналитического приборостроения.

ВНИИАП был создан на базе приборостроительных лабораторий киевского Института автоматизации и СКБ ПС. Его научным ядром стали ученые, которые имели многолетний опыт разработки новой аналитической техники. Возглавил институт талантливый ученый и организатор, кандидат физико-математических наук Борис Федорович Рудько. Со временем коллектив института пополнился специалистами приборостроения из других организаций и предприятий (КБ завода «Киевприбор», Киевского за-



Борис Федорович Рудько,
директор в 1968 — 1975 гг.



Роланд Тарасович Франко,
директор в 1975—1978 гг.



Владимир Степанович Шумович,
директор в 1978—1988 гг.

вода «Аналитприбор»), а также выпускников Киевского политехнического института (КПИ), Киевского Университета им. Тараса Шевченко и других вузов.

С февраля 1975 до марта 1978 года Институт возглавлял кандидат технических наук Роланд Тарасович Франко. В первые годы становления научные работники ВНИИАП освоили разнообразные методы газового и жидкостного анализа (оптические, акустические, магнитные, электрохимические, физико-химические, электрофизические, масс-спектрометрические, спектроскопические и др.), они внесли большой вклад в развитие Института, предопределив эффективность его работы и перспективность тематики. Это такие научные специалисты, как В. Е. Барановский, Н. П. Белаш, канд. хим. наук Г. И. Гридчина, канд. физ.-мат. наук В. М. Коляда, канд. хим. наук Л. Т. Мошковская, канд. техн. наук А. В. Плескаченко, канд. техн. наук Н. Н. Рудный, канд. техн. наук В. И. Сморгков, канд. техн. наук В. В. Стефаняк и многие другие.

С марта 1978 по май 1988 года институт возглавлял кандидат экономических наук Владимир Степанович Шумович. Пройдя большую школу внедрения новых приборов в производство на Киевском заводе «Аналитприбор», В. С. Шумович использовал приобретенный опыт при организации и эффективном внедрении в серийное производство аналитических приборов, разрабатываемых в Институте. При этом он опирался на таких высококвалифицированных специалистов, как В. П. Бородавка, В. А. Вальцев, Н. Л. Васильева, С. И. Еременко, В. К. Екимов, А. В. Коробейник, докт. техн. наук А. А. Кравченко, канд. техн. наук Ю. П. Куренев, В. К. Куринный, В. Ф. Луценко, Ю. Н. Медяновский, канд. техн. наук И. Л. Михеева, канд. техн. наук М. А. Орлов, Е. Г. Тохтуев, канд. техн. наук Ю. В. Островский, канд. техн. наук И. Н. Раллев, канд. техн. наук В. Ф. Рыжков, канд. техн. наук А. К. Терещенко, канд. техн. наук В. П. Филиппов и многие другие.



Корпус Института на ул. Тверской, 6, в Киеве,
где 45 лет назад начал свою работу ВНИИАП



Александр Анастасиевич Дашковский,
директор с 1988 г. по настоящее время

В мае 1988 года общим собранием коллектива директором ВНИИАП был избран главный инженер Александр Анастасьевич Дашковский, который с самых первых дней активно участвовал в создании, становлении и развитии Института. С 1994 года, после приватизации Института, А. А. Дашковский — председатель правления акционерного общества. Кандидат технических наук, имеет ученое звание старшего научного сотрудника, академик Международной академии компьютерных наук и систем, член-корреспондент академии инженерных наук Украины по отделению приборостроения, доцент кафедры НТУУ «КПИ».

Кафедра «Научные, аналитические и экологические приборы и системы» приборостроительного факультета «КПИ» была создана в 1989 году по инициативе ВНИИАП. Более 20 лет ведущие специалисты Института преподают здесь дисциплины по методам проектирования аналитических приборов, проектированию автоматизированных систем экологического мониторинга атмосферного воздуха и выбросов промышленных предприятий, общей экологии, вопросам метрологического обеспечения аналитических измерений и др., являются научными руководителями дипломных проектов и магистерских работ, а студенческая молодежь, аспиранты проходят стажировку в научных лабораториях Института.

В 1970-х годах, которые ознаменовались бурным развитием химической, металлургической, горнорудной, нефтяной, газовой и энергетической промышленности, для эффективной работы промышленных установок были нужны системы автоматизации технологических процессов. Большинство таких систем строилось на базе аналитических приборов, которые позволяли получать информацию о химическом составе веществ и материалов. В эти годы ВНИИАП осуществлял разработку и серийное внедрение следующих основных изделий:

- автоматизированные системы управления доменным и конверторным производством по газовому анализу, соответственно, трех и четырех компонентов;

- комплексная автоматизированная информационно-аналитическая система для измерения концентрации шести компонентов в отходящих газах кислородного дутья с применением масс-спектрометра;

- масс-спектрометр для качественного анализа остаточных газов в электронной и металлургической промышленности.

В 1980-е годы в разработках Института широко использовались лазеры, что позволило развить два направления: лазерные методы локального анализа состава анализируемой среды в месте установки аналитического оборудования и дистанционные методы анализа, которые позволяют измерять состав примесей в атмосфере на значительном расстоянии от места установки

аналитического оборудования. Впервые в СССР был создан лазерный газоанализатор для контроля микроконцентраций метана в атмосфере при обследовании газопроводов без разрытия грунта, который позволил получить значительный экономический эффект. Прибор получил высокую оценку специалистов и потребителей и был награжден Золотой медалью ВДНХ.

Также впервые в СССР была создана серия высокочувствительных автоматических газоанализаторов на физических методах анализа (хемилюминесцентном, флуоресцентном, пламенно-ионизационном) для контроля в атмосферном воздухе ультрамикроконцентраций NO, NO₂, SO₂, ΣСН. На базе этих газоанализаторов разработаны и изготовлены первые отечественные автоматические станции контроля загрязнения атмосферного воздуха. Первые пять станций были смонтированы в Москве перед проведением Олимпийских игр. Установленное аналитическое оборудование осуществляло непрерывный круглосуточный экологический мониторинг атмосферы города, что обеспечило экологическую безопасность Олимпиады-1980.

Следует особо отметить, что значительная часть высокотехнологичной элементной базы, используемой в газоанализаторах, была разработана и выпускалась в Институте. Так, специалистами Института была разработана технология и освоено серийное производство интерференционных светофильтров в ультрафиолетовой и инфракрасной областях спектра, проведен теоретический расчет и изготовлены элементы оптических систем приборов (линзы, призмы, зеркала). Освоено производство элементов формирования анализируемой пробы, в частности уникальных осушителей газовой смеси на основе катионнообменных полупроницаемых мембран, различных модификаций компрессоров, электропневматических клапанов, стабилизаторов давления, фильтров-поглотителей, каталитических конверторов и других элементов. Ряд элементов выпускается до настоящего времени.

В конце 1980-х и в 1990-х годах Институт достиг значительных успехов в расширении номенклатуры, повышении технического уровня и наращивании объемов выпуска аналитических приборов. Серийное внедрение разработок Института осуществлялось на Киевском заводе аналитических приборов (КЗАП), Смоленском заводе средств автоматизации (СЗСА), Сумском заводе электронных микроскопов (СЕЛМИ), Винницком заводе газоанализаторов и на других предприятиях.

Определяющий вклад в создание и внедрение новых разработок в этот период внесли канд. техн. наук В. Я. Грабарь, Г. А. Девятко, канд. техн. наук В. Я. Дремлюга, В. И. Кривошей, канд. техн. наук В. И. Ларченко, канд. техн. наук Ю. Н. Максименко, В. Г. Можаровский, канд. техн. наук В. Ф. Примиский, С. В. Скицунов, канд. техн. наук Е. Н. Тихомиров,



Рис. 1. Циркониевый газоанализатор кислорода 151ЭХ 02 для оптимизации процессов горения

В. Г. Цокало, канд. экон. наук Ю. Т. Шпак и многие другие.

В 1980—90-е годы разработан ряд фотоклориметрических приборов специального назначения, предназначенных для определения особо вредных примесей в атмосферном воздухе (например, фосфорорганических веществ). Некоторые из них выпускаются до настоящего времени и поставляются в разные страны. Разработаны и внедрены в серийное производство комплексы контроля газовоздушных дыхательных смесей в экологически замкнутых системах; ИК-газоанализаторы, предназначенные для экологического контроля отработанных газов автомобилей; ИК-газоанализаторы для контроля CO_2 и SO_2 в технологических процессах производства сахара; две модификации автоматического спиртомера, предназначенного для непрерывного контроля содержания этилового спирта в технологической системе управления производством спирта. Для оптимизации процессов сжигания органического топлива в промышленных энергетических установках создан погружной стационарный анализатор кислорода на электрохимическом циркониевом датчике (рис. 1). Применение этого газоанализатора на многих промышленных предприятиях Украины обеспечило экономию топлива до 4% и позволило значительно уменьшить выбросы CO и других вредных компонентов в атмосферный воздух.

В конце 1990-х годов в Институте получило развитие перспективное научное направление, связанное с разработкой технологии изготовления электрохимических сенсоров, используемых при создании малогабаритных приборов. Портативные сигнализаторы и газоанализаторы для измерения концентраций H_2S , SO_2 , CO , NO_2 , NH_3 , Cl_2 , O_2 в воздухе с успехом используются для обеспечения безопасности персонала газоопасных предприятий и специальных служб при ликвидации аварий и их последствий.

В 2002-м году группе ученых «Украналита», Института электросварки им. Е. О. Патона НАН Украины и Национального технического университета Украины «КПИ» была присуждена Государственная премия Украины в отрасли науки и техники за разработку научных основ и

инструментальных электрохимических средств мониторинга экологической безопасности.

В конце 1990-х — начале 2000-х годов в Институте выполнена разработка и освоено серийное производство уникального комплекса приборов для систем пожарной защиты (СПЗ) самолетов, электровозов и тепловозов, а именно:

- система пожарной сигнализации багажно-грузовых отсеков самолета Ан-140, осуществляющая контроль и сигнализацию об очаге пожара по факту задымления;

- блок сигнализации и управления СПЗ самолета Ан-140;

- блок контроля и управления СПЗ самолетов серии Ан-148, Ан-158;

- оптические датчики (сигнализаторы) дыма;

- блок пожарной сигнализации СПЗ модернизированного самолета Ан-32;

- автоматическая установка пожарной сигнализации для железнодорожного транспорта — тепловозов и электровозов.

Все изделия авиационной тематики имеют сертификаты типа и разрешение на производство Авиарегистра Международного авиационного комитета и Госавиадминистстрации Украины. Изделия производятся на сертифицированных производственных площадях и научных лабораториях Института. Для настройки и тестирования изделий для СПЗ самолетов в Институте разработаны уникальные высокотехнологичные стенды-имитаторы со специализированным программным обеспечением. Комплекс приборов для СПЗ самолетов поставляется в Россию, Иран, Индию, а также на отечественные авиационные предприятия.

В 2001 году на киевском заводе «Энергия» по утилизации твердых бытовых отходов была внедрена автоматизированная система, состоящая из четырех экологических и четырех технологических комплексов, которые обеспечивали круглосуточный непрерывный мониторинг как газовой среды в технологических процессах, так и экологических выбросов токсичных газов в атмосферу при сжигании мусора. Система позволила оптимизировать процесс горения, снизить расходы топлива, уменьшить выбросы токсичных газов, увеличить эффективность сжигания мусора. В 2013 году взамен успешно отработавшего оборудования были внедрены новые современные экологические комплексы, позволяющие осуществлять непрерывный экологический мониторинг выбросов токсичных газов (SO_2 , CO , NO_2 , NO) в атмосферный воздух.

В настоящее время основными направлениями научно-технической деятельности Института являются разработка, изготовление и поставка следующих систем и приборов:

- газоаналитические приборы и системы экологического мониторинга атмосферного воздуха и газовых выбросов промышленных предприятий;



Рис. 2. Многокомпонентный газоанализатор 305ФА 02 (слева) и стационарный измеритель оптической плотности пылегазовой среды БОГ-1, входящие в систему автоматизированного контроля выбросов

- оборудование для систем пожарной защиты самолетов;
- портативные газоанализаторы для контроля загрязнения воздуха рабочей зоны;
- оборудование для метрологического обеспечения газоаналитических измерений (образцовые приборы и установки, физические эквиваленты, генераторы поверочных газовых смесей).

В течение 2006 — 2007 годов в Институте разработана и введена в эксплуатацию первая очередь автоматизированной системы мониторинга окружающей среды (**СМОС**) Киева, которая должна стать составной частью государственной системы мониторинга окружающей среды Украины. Она предназначена для непрерывного наблюдения за состоянием атмосферного воздуха, состоянием воздуха вдоль крупных автомагистралей, контроля газовых загрязнителей, выбрасываемых ТЭЦ, промышленными и коммунальными предприятиями города. СМОС также должна обеспечить непрерывный контроль воздушной среды в санитарной зоне химически опасных объектов, передачу контрольно-измерительной информации в информационно-аналитический центр при Киевской городской государственной администрации.

Первая очередь СМОС Киева включает в себя следующее контрольно-измерительное оборудование (см. **рис. 2, 3**):

- два стационарных автоматизированных поста наблюдений за состоянием атмосферного воздуха, установленных в жилых массивах го-

рода (измерение концентраций NO , NO_2 , SO_2 , CO и метеопараметров воздуха);

- четыре автоматических газоаналитических комплекса (NO , NO_2 , SO_2 , CO), установленных в старых постах сети наблюдения Центральной геофизической обсерватории в Киеве;

- трассовый анализатор (NO_2 , SO_2 , CO), установленный вдоль автомагистрали с интенсивным потоком транспорта в центре города;

- экологические комплексы, установленные на заводе «Энергия» и на ТЭЦ-5.

Система работала в автоматическом режиме более двух лет, информация о состоянии атмосферного воздуха по GPRS-технологии непрерывно передавалась по беспроводным каналам связи на сервер информационно-аналитического центра. В 2009 году в связи с отсутствием финансирования эксплуатация системы была временно приостановлена. В 2013 году функционирование системы частично возобновлено, а также проведено обследование автомагистралей Киева с целью определения оптимальных мест для десяти автотрассовых газоанализаторов, которые планируется установить в 2014 году.

Передвижные экологические лаборатории, разработанные в Институте, успешно эксплуатируются во многих городах Украины, осуществляя оперативный контроль состояния атмосферного воздуха в населенных пунктах и газовых выбросах промышленных предприятий.

Системы автоматизированного контроля выбросов, внедренные на ряде теплоэлектростанций Украины, предназначены для непрерывного контроля, регистрации и долгосрочного хранения данных о выбросах в атмосферу вредных газов, пыли, о температуре и скорости потока с привязкой к реальному времени и точке измерения выбросов. Эти системы обеспечивают также измерение концентрации кислорода в отходящих газах котлоагрегатов теплоэлектростанций, пылеугольных котлов, а также оборудования, в котором сжигается в технологическом процессе органическое топливо (мазут, уголь, газ или их комбинации), с целью оптимизации процессов сжигания. В состав системы автоматизированного контроля выбросов входят оптический



Рис. 3. Автоматические газоанализаторы 645XL 20, 667ФФ05, 621ЭХ20, входящие в систему мониторинга окружающей среды



Рис. 4. Генератор поверочных газовых смесей 655ГР 05М и генератор чистого воздуха 955ГЧ 05

многокомпонентный газоанализатор (NO , NO_2 , NO_x , CO , SO_2), оптический пылемер, измеритель скорости потока газа.

Для настройки, градуировки, испытаний и поверки газоаналитической техники в Институте созданы средства метрологического обеспечения: генератор поверочных газовых смесей и генератор чистого воздуха (рис. 4).

При создании аналитических приборов используется современная элементная база микроэлектроники, оптоэлектроники, пневмоэлементы, а технический уровень изделий отвечает мировому. Большая часть разработок защищена авторскими свидетельствами и патентами. За время существования Институту получено более 1000 авторских свидетельств и патентов. Четырем работникам присвоено звание «Заслуженный изобретатель Украины» (СССР).

«Украналит» стал победителем Всеукраинского конкурса «Изобретатель-2003» в номинации «Лучший изобретатель года-2003 в отрасли охраны окружающей среды».

За время существования Института его работниками по основной тематике было защищено пять докторских и свыше двадцати кандидатских диссертаций. В институте работает научно-технический совет, в состав которого входят девять кандидатов и три доктора технических наук. Специалисты института принимают активное участие в научных конференциях, семинарах, публикуют результаты своих исследований и изобретений в научно-технических изданиях Украины и за рубежом. И несмотря на то, что экономические проблемы, характерные для большинства научно-технических предприятий Украины в первые годы независимости, привели к сокращению числа сотрудников Института в десять раз, его научно-технический и кадровый потенциал сохранился. Это позволяет постепенно наращивать номенклатуру новых современных аналитических средств и построенных на их основе автоматизированных систем для различных отраслей промышленности.

Сегодня ЧАО «Украналит» — современное предприятие, которое владеет прогрессивными технологиями, высоким научно-техническим потенциалом, квалифицированными кадрами и продолжает оставаться ведущей научной организацией в отрасли аналитического приборостроения Украины.

О. А. ДАШКОВСКИЙ, І. Л. МИХЕСЬВА

Україна, м. Київ, ПрАТ «Украналіт»

E-mail: analyt@ukranalyt.com.ua, mil@ukranalyt.com.ua

ВСЕУКРАЇНСЬКОМУ НДІ АНАЛІТИЧНОГО ПРИЛАДОБУДУВАННЯ «УКРАНАЛІТ» — 45 РОКІВ

Розглянуто історію створення і розвитку інституту як наукової організації. Наведено інформацію про напрями науково-технічної діяльності, результати, досягнуті колективом впродовж 45-річної історії підприємства.

Ключові слова: Украналіт, аналітичне приладобудування, газоаналізатор, пиломір, системи екологічного моніторингу атмосферного повітря, система пожежного захисту літаків.

DOI: 10.15222/TKEA2014.1.57
УДК 621.7.05

A. A. DASHKOVSKY, I. L. MIKHEJEVA

Ukraine, Kiev, PSC «Ukranalyt»

E-mail: analyt@ukranalyt.com.ua, mil@ukranalyt.com.ua

ALL-UKRAINIAN RESEARCH AND DESIGN INSTITUTE OF ANALYTICAL INSTRUMENTATION “UKRANALYT” CELEBRATES ITS 45TH ANNIVERSARY

The paper describes history of creation and progress of the institute as a scientific organization. The information is presented on areas of scientific and technical activity, and the results obtained by the staff during 45-years history of the enterprise.

Keywords: PSC “Ukranalyt”, analytical instrumentation, gas analyzer, dust meter, ambient air monitoring system, fire protection system for airplanes.

РЕЦЕНЗЕНТЫ НОМЕРА

Басок Борис Иванович, член-корр. НАНУ, докт. техн. наук, Институт технической теплофизики, г. Киев

Данилов Владимир Васильевич, докт. техн. наук, заведующий кафедрой, Донецкий национальный университет

Должиков Владимир Васильевич, докт. физ.-мат. наук, зав. кафедрой, Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Ефименко Анатолий Афанасьевич, канд. техн. наук, доцент, Одесский национальный политехнический университет

Карушкин Николай Федорович, канд. техн. наук, начальник отдела НИИ «Орион», г. Киев

Круковский Семен Иванович, докт. техн. наук, нач. сектора, НПП «Карат», г. Львов

Панов Леонид Иванович, канд. техн. наук, профессор, Одесский национальный политехнический университет

Петлицкий Александр Николаевич, канд. физ.-мат. наук, начальник лаборатории, Филиал НТЦ «Белмикросистемы» ОАО «ИНТЕГРАЛ», г. Минск

Ситников Валерий Степанович, докт. техн. наук, профессор, Одесский национальный политехнический университет

Старостенко Владимир Викторович, докт. физ.-мат. наук, профессор, Таврический НУ им. Вернадского, г. Симферополь

Цибрий Зиновия Федоровна, канд. физ.-мат. наук, старший научный сотрудник, Институт физики полупроводников им. В. Е. Лашкарёва НАНУ, г. Киев

Шинкаренко Владимир Викторович, канд. физ.-мат. наук, старший научный сотрудник, Институт физики полупроводников им. В. Е. Лашкарёва НАНУ, г. Киев

Dzvonkovskaya Anna, Dr. Sc., research scientist, Hamburg University of Technology

Pietrasiński Jerzy, Ph. D., Head of Remote Sensing Division, Military University of Technology, Warsaw

ПАМЯТКА АВТОРУ ЖУРНАЛА «ТКЭА»

1. К рассмотрению принимаются статьи прикладной направленности на русском или английском языке, которые не были опубликованы ранее и не переданы для публикации в другие издания.

2. В журнале публикуются результаты научно-практических и экспериментальных работ по тематическим направлениям, перечисленным на сайте журнала.

3. Все поступающие к рассмотрению материалы проходят двухсторонне-закрытое рецензирование.

4. При обнаружении плагиата или фальсификации результатов статья отклоняется.

5. Редакция не взимает плату за опубликование рукописи и не выплачивает авторский гонорар. Экземпляр журнала с опубликованной статьей высылается авторам по почте.

6. Обязательным условием для принятия статьи к печати является ее соответствие общепринятым нормам построения научной публикации, то есть наличие в ней:

— постановки проблемы в общем виде с указанием ее связи с важными научными или практическими задачами;

— анализа последних достижений и публикаций, в которых рассматривается описанная проблема, с выделением той ее части, решению которой посвящена данная статья;

— цели статьи (постановки задачи);

— основного материала с обсуждением и интерпретацией полученных результатов;

— выводов, а также указания на перспективы проведения исследований в данном направлении.

Кроме этого, при оценке рукописи редакцию будут интересовать следующие аспекты:

- возможность практического применения;
- целесообразность таблиц, иллюстраций, списка использованных источников;
- строгость терминологии;
- композиция рукописи, в т. ч. оправданность объема.

7. Статья должна быть четко структурирована, а поставленная задача, выводы и название — согласованы между собой.

8. При написании статьи следует обратить внимание на следующее:

- название рукописи должно быть конкретным, информативным и, в то же время, по возможности кратким;
- аннотация должна быть достаточно лаконичной (от 30 до 60 слов) и в то же время информативной, соответствовать содержанию статьи и показывать, что сделано в работе;
- ключевые слова должны быть подобраны так, чтобы вероятность нахождения статьи через поисковые системы была как можно выше;
- описание результатов, представленных на рисунках, должно включать в себя интерпретацию этой информации, а не сводиться к дублированию подрисуночных подписей или к простому описанию приведенных зависимостей. Например, вместо таких неинформативных фраз, как «На рис. 1 приведен график зависимости А от В. Из рисунка видно, что при возрастании В значение А монотонно уменьшается.», следует дать пояснение типа «Как видно из рис. 1, при возрастании В значение А монотонно уменьшается, что свидетельствует о том, что ...»;
- выводы (заключение) не должны повторять аннотацию — в них нужно показать, что получено в работе, кратко и четко сформулировать результаты работы, а не приводить краткое содержание статьи. (Правильно сформулировать выводы помогут такие фразы, как «Проведенное исследование показало, что ...», «Разработанная методика позволяет ...», «Авторами установлено, что ...» и др.)

9. Список «Использованные источники» (образец см. на сайте) формируется в порядке их упоминания в тексте. При этом нужно иметь в виду следующее:

- обязательно наличие ссылок на статьи и монографии последних лет, в том числе зарубежных авторов;
- не рекомендуется включать в список литературы ссылки на такие нормативные документы, как указы, акты и т. п. — если без этого нельзя обойтись, лучше упомянуть их не посредственно в тексте статьи;
- желательно избегать ссылок на труднодоступные или недолговечные источники;
- при ссылке в тексте на численные значения, формулы и иные фактические данные, заимствованные из книг, следует указывать не только саму книгу, но и страницу (например, [2, с. 418]);
- количество источников не должно быть неоправданно большим: для подтверждения какого-либо факта достаточно одной-двух ссылок.

10. Тематическую информацию (название, ФИО авторов, место работы, аннотацию и ключевые слова) для русскоязычной статьи нужно привести на украинском (по возможности) и английском языках в конце статьи. При этом англоязычная аннотация должна быть представлена в расширенном виде (до 250 слов) и отражать все структурные элементы статьи (актуальность темы, постановку задачи, описание решения, выводы и практическую значимость).

Для статей на английском языке приводится краткая аннотация (50—100 слов), а также перевод тематической информации на русский и украинский (по возможности).

11. Редакция не предъявляет жестких требований к объему статьи — главное, чтобы он был оправдан.

12. При наборе текста статьи допускается использование программ типа MathType только в тех случаях, когда Word бессилен, например при наборе специальных знаков над буквенными обозначениями, подкоренных выражений, пределов интегрирования, суммирования и т. п.

13. Единицы измерения всех величин должны отвечать современным требованиям, а терминология соответствовать общепринятой. Все использованные символы и аббревиатуры нужно пояснить при первом упоминании в тексте.

14. В начале статьи необходимо указать ее индекс по Универсальной десятичной классификации (УДК).

15. Материалы статьи, вместе с подписанным Авторским соглашением и информацией об авторах (см. на сайте), направляются по e-mail <tkea@optima.com.ua>.

P.S. Для контроля выполнения требований к содержанию статьи авторы могут воспользоваться критериями, по которым рукопись будет оцениваться рецензентом (см. бланк рецензии на сайте).

УКАЗАТЕЛЬ СТАТЕЙ, ОПУБЛИКОВАННЫХ В ЖУРНАЛЕ В 2013 г.

Современные электронные технологии

Наноструктурированные антидиффузионные слои в контактах к широкозонным полупроводникам. *Кудрик Я. Я.*

6

Электронные средства: исследования, разработки

Модульный спектрометр для оценки качества технологии твердотельных детекторов. *Перевертайло В. Л., Зайцевский И. Л., Тарасенко Л. И., Перевертайло А. В., Шкиренко Э. А., Крюков А. С.*

2–3

Переходное контактное сопротивление в электрических соединениях с плоскими контактами. *Ефименко А. А., Мерлян С. В.*

4

СВЧ-техника

Малошумящие усилители на основе SiGe-HBT для сверхширокополосных систем. *Попов В. П., Сидоренко В. П.*

1

Диэлектрические характеристики высокотемпературной AlN-керамики в диапазоне частот 3–93 ГГц. *Часнык В. И., Фесенко И. П.*

2–3

Перспективы применения микрополосковых устройств с резонаторами бегущей волны. *Глушеченко Э. Н.*

2–3

Применение высокотемпературной керамики из нитрида алюминия в вакуумных электронных приборах СВЧ. *Часнык В. И.*

4

Комплексный коэффициент редукции для цилиндрического потока электронов с изменяющейся амплитудой переменной составляющей тока в ЛБВ. *Часнык В. И., Строковский Я. Н.*

6

Системы передачи и обработки сигналов

Сигма-дельта модулятор: петлевые фильтры и шум квантования. *Голуб В. С.*

2–3

Повышение электромагнитной помехоустойчивости сигнальных преобразователей на сенсорах Холла. *Готра З. Ю., Голяка Р. Л., Ильканич В. Ю., Марусенкова Т. А., Бойко О. В.*

4

Устройство управления лазерным модулем оптоэлектронной вычислительной среды с динамически изменяемой архитектурой. *Липинский А. Ю.*

4

Мобильная радиотехническая система контроля параметров окружающей среды. *Колесник К. В., Шишкин М. А., Кипенский А. В.*

5

Компенсатор поляризационной модовой дисперсии на основе спирально изогнутого одномодового оптоволокна. *Багачук Д. Г.*

5

Баркероподобные системы последовательностей и их обработка. *Голубничий А. Г.* (на английском языке)

6

Быстрое отслеживание частоты. *Прокопенко И. Г., Омельчук И. П., Чирка Ю. Д., Вовк В. Ю.* (на английском языке)

6

Методы получения РСА-изображений загоренных объектов для георадара. *Unal M., Caliskan A., Turk A. S., Bakbak P. O.* (на английском языке)

6

Эксплуатационные показатели качества транспортной телекоммуникационной первичной сети Украины. *Бондаренко О. В., Костик Б. Я., Степанов Д. Н., Левенберг Е. В.*

6

Энергетическая электроника

Определение энергетических и массогабаритных показателей пассивных элементов импульсных преобразователей. *Афанасьев А. М., Еремина А. В.*

5

Сенсоэлектроника

Двухфункциональный датчик давления-температуры на основе нитевидных кристаллов кремния. *Дружинин А. А., Кутраков А. П., Лях-Кагул Н. С., Вуйчик А. М.*

4

Система измерения магнитного поля и температуры с цифровой обработкой сигнала. *Дружинин А. А., Островский И. П., Ховерко Ю. Н., Ничкало С. И., Бережанский Е. И.*

5

Функциональная микро- и наноэлектроника

Модуляционная поляриметрия полного внутреннего отражения, нарушенного алмазоподобными пленками. *Максименко Л. С., Мищук О. Н., Матяш И. Е., Сердега Б. К., Костин Е. Г., Полозов Б. П., Федорович О. А., Савинков Г. К.*

1

Исследование процесса формирования токовых характеристик кремниевого фотодиода с выпрямляющими барьерами. *Каримов А. В., Ёдгорова Д. М., Гиясова Ф. А., Мирджалилова М. А., Асанова Г. О., Абдулхаев О. А., Мухутдинов Ж. Ф.*

1

Моделирование магнитотранзисторов на основе одномерного уравнения непрерывности. *Глауберман М. А., Егоров В. В., Канищева Н. А.*

2–3

Микросборка на кремниевой плате для акселерометра. *Спирин В. Г.*

Обеспечение тепловых режимов

Система отвода теплоты от теплонагруженных элементов РЭА на основе пульсационной тепловой трубы. *Алексеев Е. С., Кравец В. Ю.*

CFD-моделирование теплообмена в прямоугольном канале с каверна-штыревым оребрением. *Спокойный М. Ю., Трофимов В. Е., Шевчук М. В.*

Двухкаскадные модули на основе Bi_2Te_3 и SiGe для термоэлектрических генераторов. *Михайловский В. Я., Билинский-Слотыло В. Р.*

Экспериментальное моделирование тепловых режимов наноспутника. *Завадская Е. С., Рассемакин Б. М., Рогачёв В. А., Хайрнасов С. М., Хоминич В. И.*

Тепловые режимы системы охлаждения светодиодного светильника на основе тепловой трубы. *Рассемакин А. Б., Быков Е. В., Хайрнасов С. М., Рассемакин Б. М.*

Технологические процессы и оборудование

Технология изготовления контактов к карбиду кремния. *Кудрик Я. Я., Бигун Р. И., Кудрик Р. Я.*

Технология изготовления гибких терморезисторов на полиимидной основе. *Динев Д. А., Жора В. Д., Григорьева Н. Н., Грунянская В. П.*

Особенности изготовления $\text{Cd}_{1-x}\text{Zn}_x\text{Te}$ -детектора ионизирующего излучения. *Томашик З. Ф., Стратийчук И. Б., Томашик В. Н., Будзуляк С. И., Гнатив И. И., Комар В. К., Дубина Н. Г., Лоцько А. П., Корбутяк Д. В., Демчина Л. А., Вахняк Н. Д.*

Методы и механизмы геттерирования кремниевых структур в производстве интегральных микросхем. *Пилипенко В. А., Горушко В. А., Петлицкий А. Н., Понарядов В. В., Турцевич А. С., Шведов С. В.*

Ненакалимые катоды на основе углеродных наноструктурированных слоистых структур. *Белянин А. Ф., Борисов В. В., Тимофеев М. А., Ламский А. Н.*

Источник бескапельных плазменных потоков для нанoeлектроники. *Борисенко А. Г.*

Устройства для контроля качества сварных соединений выводов бескорпусных микросхем. *Спирин В. Г.*

Рафинирование Cd и Zn от примесей внедрения при дистилляции с геттерным фильтром ZrFe. *Кондрик А. И., Солопихин Д. А., Щербань А. П.*

Сравнительный анализ методов сборки микросхем на гибких полиимидных носителях. *Вербицкий В. Г., Плис Н. И., Жора В. Д., Грунянская В. П.*

Методика расчета параметров УЗ-преобразователей повышенной частоты. *Ланин В. Л., Петухов И. Б.*

Получение двухсторонних высоковольтных эпитаксиальных кремниевых $p-i-n$ -структур методом ЖФЭ. *Вакив Н. М., Круковский С. И., Тимчишин В. Р., Васильев А. П.*

Материалы электроники

Электрические свойства анизотипных гетеропереходов $n\text{-TiO}_2\text{:Mn}/p\text{-CdTe}$. *Мостовой А. И., Брус В. В., Марьянчук П. Д., Ульяницкий К. С.*

Метод жидкофазной эпитаксии толстых слоев. *Дранчук С. Н., Завадский В. А., Мокрицкий В. А.*

Электропроводность композита «полиэтилен-диоксид ванадия». *Антонова Е. В., Колбунов В. Р., Тонкошкур А. С., Ляшков А. Ю.*

Изучение адсорбционных состояний в керамике ZnO-Ag методом ТВЭ-кривых. *Ляшков А. Ю.*

Получение пригодного для сенсорики пористого кремния методом неэлектролитического травления MacEtch. *Яцунский И. Р.*

Метрология. Стандартизация

Исследование метрологических параметров датчиков на основе pH-чувствительных полевых транзисторов. *Кукла А. Л., Лозовой С. В., Павлюченко А. С., Нагибин С. Н.*

К истории науки и техники

«Сатурн» остается на орбите. *Чмилль В. М., Глушеченко Э. Н.*

Библиография

Указатель статей, опубликованных в журнале в 2012 г.

Index of articles published in the journal «Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature» («Technology and Design in Electronic Equipment») in 2013

Modern electronic technologies

Nanostructured antidiffusion layers in contacts to wide-gap semiconductors. *Kudryk Ya. Ya.* 6

Electronic means: investigations, development

Modular spectrometer for quality assessment of solid-state detector technology. *Perevertaylo V. L., Zaitsevsky I. L., Tarasenko L. I., Perevertaylo A. V., Shkirenko E. A., Kryukov A. S.* 2–3

Transient contact resistance in electrical connections with flat pins. *Efimenko A. A., Merlyan S. V.* 4

Microwave engineering

SiGe HBT low noise amplifiers for ultra-wideband systems. *Popov V. P., Sidorenko V. P.* 1

Dielectric characteristics of the high heat-conducting AlN-ceramics in the frequency range of 3–93 GHz. *Chasnyk V. I., Fesenko I. P.* 2–3

Potential applications of microstrip devices with traveling wave resonators. *Glushechenko E. N.* 2–3

Use of high-thermal conductive aluminum nitride based ceramics in vacuum UHF electronic devices. *Chasnyk V. I.* 4

Complex reduction coefficient for a cylindrical electron beam with variable amplitude of the variable current component in the TWT. *Chasnyk V. I., Strocovsky Ya. N.* 6

Systems of transfer and processing of signals

Sigma-delta modulator: loop filters and quantization noise. *Golub V. S.* 2–3

Electromagnetic noise-immunity improving of signal transducers based on Hall sensors. *Hotra Z. Yu., Holyaka R. L., Ilkanych V. Yu., Marusenkova T. A., Boyko O. V.* 4

A control unit for a laser module of optoelectronic computing environment with dynamic architecture. *Lipinskii A. Y.* 4

Mobile radio system for environmental control. *Kolesnik K. V., Shishkin M. A., Kipenskiy A. V.* 5

Compensator of polarization mode dispersion based on spiral-wound single-mode fiber. *Bagachuk D. G.* 5

Barker-like systems of sequences and their processing. *Holubnychy A. G. (in English)* 6

Fast frequency tracking. *Prokopenko I. G., Omelchuk I. P., Chyrka Yu. D., Vovk V. Yu. (in English)* 6

Subsurface and through-wall SAR imaging techniques for ground penetrating radar. *Unal M., Caliskan A., Turk A. S., Bakbak P. O. (in English)* 6

Operational performance of the primary transport telecommunication network of Ukraine. *Bondarenko O. V., Kostik B. Ya., Stepanov D. N., Levenberg E. V.* 6

Power electronics

Determination of power and weight-and-size parameters of passive components of pulsed converters. *Afanashev A. M., Eremina A. V.* 5

Sensoelectronics

Dual-function pressure-temperature sensor based on silicon whiskers. *Druzhinin A. A., Kutakov A. P., Liakh-Kaguy N. S., Vuitsyk A. M.* 4

Measuring system for magnetic field and temperature with digital signal processing. *Druzhinin A. A., Ostrovskiy I. P., Khoverko Yu. N., Nichkalo S. I., Berezhanskiy E. I.* 5

Functional micro- and nanoelectronics

Modulation polarimetry of full internal reflection, broken by diamond-like films. *Maksimenko L. S., Mishchuk O. N., Matyash I. E., Serdega B. K., Kostin E. G., Polozov B. P., Fedorovich O. A., Savinkov G. K.* 1

Study on the formation of current characteristics of a silicon photodiode with rectifying barriers. *Karimov A. V., Yodgorova D. M., Giyasova F. A., Mirdzhalilova M. A., Asanova G. O., Abdulkhaev O. A., Mukhutdinov Zh. F.* 1

The magnetotransistor simulation based on the one-dimension continuity equation. *Glauberger M. A., Yegorov V. V., Kanishcheva N. A.* 2–3

Microassembly on silicon board for accelerometer. *Spirin V. G.* 5

Thermal management

Oscillating heat pipe cooler for heat-generating elements of electronics. *Alekseik E. S., Kravets V. Yu.* 1

CFD modeling of heat transfer in a rectangular channel with dimplepin finning. *Spokoyny M. Yu., Trofimov V. E., Shevchuk M. V.* 2–3

Two-stage cascaded modules based on Bi_2Te_3 and SiGe for thermoelectric generators. <i>Mikhailovsky V. Ya., Bilinskiy-Slotylo V. R.</i>	2–3	Comparative analysis of methods for the microcircuit assembly on flexible polyimide carriers. <i>Verbitskiy V. G., Plis N. I., Zhora V. D., Grunyanakaya V. P.</i>	5
Experimental simulation of nanosatellites heat modes. <i>Zavadskaja E. S., Rassamakin B. M., Rogachov V. A., Khairmasov S. M., Khominich V. I.</i>	4	Method of calculating the parameters of ultrasonic super-high-frequency transducers. <i>Lanin V. L., Petukhov I. B.</i>	5
Heat management of a cooling system based on the heat pipe for LED lighting fixtures. <i>Rassamakin A. B., Bykov E. V., Khairmasov S. M., Rassamakin B. M.</i>	5	Obtaining of bilateral high voltage epitaxial p–i–n Si structures by LPE method. <i>Vakiv N. M., Krukovsky S. I., Tymchyshyn V. R., Vas'kiv A. P.</i>	6
Technological processes and equipment		Materials of electronics	
Manufacturing technology for contacts to silicon carbide. <i>Kudryk Ya. Ya., Bigun R. I., Kudryk R. Ya.</i>	1	Electrical properties anisotype heterojunctions $n\text{-TiO}_2\text{:Mn/p-CdTe}$. <i>Mostovyi A. I., Brus V. V., Maryanchuk P. D., Ulyanitskii K. S.</i>	1
Manufacturing technology for flexible thermoresistors on polyimide base. <i>Dinev D. A., Zhora V. D., Grigoryeva N. N., Grunyanakaya V. P.</i>	1	Thick layers liquid-phase epitaxy method. <i>Dranchuk S. N., Zavadskiy V. A., Mokritskiy V. A.</i>	2–3
Features of manufacturing $\text{Cd}_{1-x}\text{Zn}_x\text{Te}$ ionizing radiation detector <i>Tomashik Z. F., Stratiichuk I. B., Tomashik V. N., Budzulyak S. I., Gnativ I. I., Komar V. K., Dubina N. G., Lots'ko A. P., Korbutyak D. V., Demchina L. A., Vakhnyak N. D.</i>	1	Electrical conductivity of the «polyethylene–vanadium dioxide» composite. <i>Antonova E. V., Kolbunov V. R., Tonkoshkur A. S., Lyashkov A. Yu.</i>	4
Methods and mechanisms of gettering of silicon structures in the production of integrated circuits. <i>Pilipenko V. A., Gorushko V. A., Petlitskiy A. N., Ponaryadov V. V., Turtsevich A. S., Shvedov S. V.</i>	2–3	Study of adsorption states in ZnO-Ag gas-sensitive ceramics using the ECTV curves method. <i>Lyashkov A. Yu.</i>	6
Cold cathodes based on carbonic nanostructured layered structures. <i>Belyanin A. F., Borisov V. V., Timofeev M. A., Lamskiy A. N.</i>	4	Obtaining porous silicon suitable for sensor technology using MacEtch nonelectrolytic etching. <i>Iatsunskiy I. R.</i>	6
The source of macroparticle-free plasma flows for nanoelectronics. <i>Borisenko A. G.</i>	4	Metrology. Standartization	
Devices for quality control of welded joints of leads of packageless chips. <i>Spirin V. G.</i>	4	Investigation of metrological parameters of sensors based on the pH-sensitive field effect transistors. <i>Kukla A. L., Lozovoy S. V., Pavluchenko A. S., Nagibin S. N.</i>	2–3
Refining of Cd and Zn from interstitial impurities using distillation with a ZrFe getter filter. <i>Kondrik A. I., Solopikhin D. A., Scherban' A. P.</i>	5	On the history of science and engineering	
		«Saturn» remains in orbit. <i>Chmil V. M., Glushechenko E. N.</i>	2–3
		Bibliography	
		Index of articles published in the journal in 2012	1



К статье «Всеукраинскому НИИ
аналитического приборостроения
«Украналит» — 45 лет»



Передвижная экологическая лаборатория
на базе автомобиля Форд-транзит



Автоматическая система экологического мони-
торинга атмосферы, смонтированная внутри
передвижной экологической лаборатории



Серия портативных электрохимических
газоанализаторов для индивидуального
применения на рабочих местах



Автоматизированный пост наблюдений
за состоянием атмосферного воздуха
АТМОСФЕРА-10



Блок контроля и управления СПЗ
самолетов серии Ан-148, Ан-158 типа
БКУ-СПЗ



Система пожарной сигнализации багажно-
грузовых отсеков самолета Ан-140
типа СПС-БГО



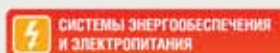
22 — 25 апреля 2014 г.
МЕЖДУНАРОДНЫЕ ВЫСТАВКИ



Тематические направления



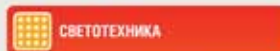
Высоковольтная аппаратура, низковольтная аппаратура, энергосбережение, охрана труда в электроэнергетике.



Когенерационные установки, электростанции, стабилизаторы, преобразователи, инверторы, выпрямители, аккумуляторы, источники бесперебойного питания, электрощитовое оборудование, системы электропитания, электроприборы и преобразователи, системы заземления и молниезащиты.



Кабели, провода, кабеленесущие системы, электромонтажные изделия, оборудование для монтажа и прокладки.



Техническое освещение, декоративное освещение, LED-освещение, источники света.

www.asutp.euroindex.ua



Тематические направления

Электроника

микропроцессоры и микроконтроллеры, активные компоненты, пассивные компоненты, силовая электроника, источники питания, датчики, ВЧ- и СВЧ-компоненты, дисплеи и светодиодная продукция, печатные платы и контрактное производство, полупроводниковые компоненты и устройства, электромеханические компоненты и технологии соединений

Промышленная автоматизация

АСУП, АСУ ТП, АСДУ, АСКУЭ, АСПР, Системы контроля технологических параметров, САПР, SCADA-системы, MES-системы, промышленное программное обеспечение, промышленные компьютеры, интеграция и консалтинг

Контрольно-измерительные приборы

электроизмерительные приборы, радиоизмерительные приборы, генераторы сигналов, приборы контроля и управления, измерители, преобразователи, средства контроля технических параметров, метрологическое оборудование, делители, датчики, автоматика, блоки питания, уровнемеры, расходомеры

Номер готовили

Варшава, Гамбург, Донецк, Ижевск, Киев,
Красногорск, Львов, Минск, Москва, Одесса,
Симферополь, Харьков, Черновцы.



Пишите

Подписывайтесь

Читайте