

ISSN 1813-8586

НАНО-И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА

Том 21, № 11, 2019

- Нанотехнологии
- Зондовая микроскопия
- Микромашины и наносистемы
- Молекулярная электроника
- Биоактивные нанотехнологии
- Элементы датчиков и биочипы
- Микроэлектромеханические системы
- Микрооптоэлектромеханические системы
- Биомикроэлектромеханические системы

NANO- and MICROSYSTEMS TECHNOLOGY

Vol. 21, No. 11, 2019

The articles are published
in Russian and English



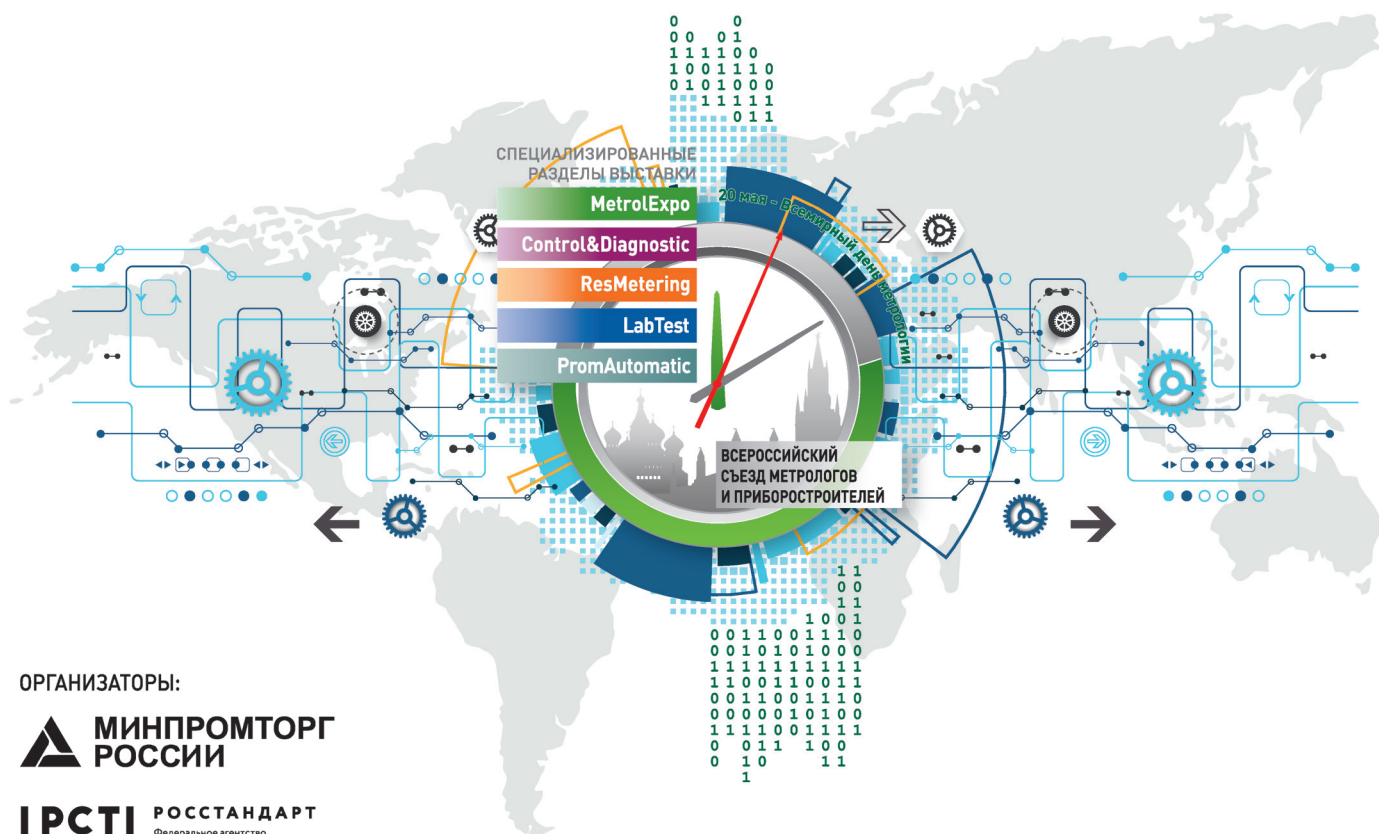
16-й МОСКОВСКИЙ МЕЖДУНАРОДНЫЙ
ИННОВАЦИОННЫЙ ФОРУМ
**ТОЧНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ –
ОСНОВА КАЧЕСТВА И БЕЗОПАСНОСТИ**

2-4 июня 2020 г., Москва,
ВДНХ, павильон 75

16th MOSCOW INTERNATIONAL
INNOVATION FORUM

**ACCURATE MEASUREMENTS –
THE BASIS FOR QUALITY AND SAFETY**

June 2-4, 2020, Moscow,
VDNH, Exhibition hall 75



ОРГАНИЗАТОРЫ:



СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЕ РАЗДЕЛЫ ВЫСТАВКИ



METROLEXPO

МЕТРОЛОГИЯ, ИЗМЕРЕНИЯ И ИСПЫТАНИЯ



CONTROL&DIAGNOSTIC

КОНТРОЛЬ И ДИАГНОСТИКА



LABTEST

ЛАБОРАТОРНЫЕ ИСПЫТАНИЯ



PROMAUTOMATIC

ПРОМЫШЛЕННАЯ АВТОМАТИЗАЦИЯ



RESMETERING

УЧЕТ ЭНЕРГОРЕСУРСОВ



WEIGHT SALON

ВЕСОВОЙ САЛОН

ФОРУМ 2019 г. (ЦИФРЫ И ФАКТЫ):

Участники – 256 компаний из 24 стран мира

Посетители – 4870 специалистов

Площадь экспозиции – 6500 м²

Приборы и оборудование – более 2000 ед.

Докладов и презентаций – 68 чел.

Участников съезда – 1100 чел.



ДИРЕКЦИЯ ФОРУМА

Тел./факс: +7 (495) 937-40-23

E-mail: metrol@expoprom.ru

Спешите забронировать стенд

www.metrol.expoprom.ru

НАНО- и МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА

Том 21. № 11 ✧ 2019

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ МЕЖДИСЦИПЛИНАРНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И ПРИКЛАДНОЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

Журнал включен в международные базы данных на платформе Web of Science: Chemical Abstracts Service (CAS), которая входит в Medline, и Russian Science Citation Index (RSCI).

Журнал индексируется в системе Российского индекса научного цитирования (РИНЦ) и включен в международную базу INSPEC.

Журнал включен в Перечень международных реферируемых баз данных по научному направлению 02.00.00 химические науки

и в Перечень научных и научно-технических изданий ВАК России по научным направлениям: 01.04.00 физика, 05.27.00 электроника.

Журнал выпускается при научно-методическом руководстве Отделения нанотехнологий и информационных технологий Российской академии наук

Статьи имеют DOI и печатаются в журнале на русском и английском языках

ISSN 1813-8586 DOI: 10.17587/issn1813-8586

Издается с 1999 г.

Главный редактор

Мальцев П. П., д.т.н., проф.

Зам. гл. редактора

Лучинин В. В., д.т.н., проф.

Шур М., д.ф.-м.н., проф. (США)

Редакционный совет:

Асеев А. Л., д.ф.-м.н., проф., акад. РАН

Грибов Б. Г., д.х.н., чл.-кор. РАН

Квардаков В. В., д.ф.-м.н., проф., чл.-кор. РАН

Ковальчук М. В., д.ф.-м.н., проф., чл.-кор. РАН

Кульчин Ю. Н., д.ф.-м.н., проф., акад. РАН

Лабунов В. А., д.т.н., проф., акад. НАНБ (Беларусь)

Нарайкин О. С., д.т.н., проф., чл.-кор. РАН

Рыжий В. И., д.ф.-м.н., проф., чл.-кор. РАН

Сауров А. Н., д.т.н., проф., акад. РАН

Сигов А. С., д.ф.-м.н., проф., акад. РАН

Чаплыгин Ю. А., д.т.н., проф., акад. РАН

Шевченко В. Я., д.х.н., проф., акад. РАН

Редакционная коллегия:

Абрамов И. И., д.ф.-м.н., проф. (Беларусь)

Андреев А., к.ф.-м.н. (Великобритания)

Астахов М. В., д.х.н., проф.

Бакланов М. Р., д.х.н., проф. (Китай)

Басаев А. С., к.ф.-м.н.

Викулин В. В., к.х.н., д.т.н., проф.

Горнев Е. С., д.т.н., проф.

Кальнов В. А., к.т.н.

Карякин А. А., д.х.н., проф.

Кузнецов В. И., д.т.н. (Нидерланды)

Леонович Г. И., д.т.н., проф.

Панин Г. Н., к.ф.-м.н., проф. (Южная Корея)

Панич А. Е., д.т.н., проф.

Пожела К., д.ф.-м.н. (Литва)

Рыжий М. В., д.т.н., проф. (Япония)

Сантос Э. Х. П., PhD, Ful. Prof. (Бразилия)

Сингх К., к.т.н. (Индия)

Телец В. А., д.т.н., проф.

Тимошенко С. П., д.т.н.

Хабибуллин Р. А., к.ф.-м.н.

Шашкин В. И., д.ф.-м.н., проф.

Шубарев В. А., д.т.н., проф.

Редакция:

Антонов Б. И. (директор изд-ва)

Лысенко А. В. (отв. секретарь)

Чугунова А. В. (науч. ред.)

Фокин В. А., к.х.н. (ред. перевода)

Щетинкин Д. А. (сайт)

СОДЕРЖАНИЕ

НАНОТЕХНОЛОГИИ И ЗОНДОВАЯ МИКРОСКОПИЯ

Ларионов Ю. В. Сравнение размеров, измеренных растровым и просвечивающим электронными микроскопами, в диапазоне менее 50 нм 643

МОДЕЛИРОВАНИЕ И КОНСТРУИРОВАНИЕ МНСТ

Эннс Я. Б., Федоров А. В., Эннс П. Б., Залевская В. А. Оптимизация конструкции реле, выполненного по объемной технологии МСТ, в целях уменьшения времени срабатывания 652

Иовдальский В. А., Соколов И. А. Особенности построения передающего модуля L-диапазона на основе LDMOS-технологии 662

МАТЕРИАЛОВЕДЧЕСКИЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МНСТ

Мерданов М. К. Технологии исследования параметров волноводных фотонных кристаллов СВЧ методами 675

Шыхалиев К. С. Обобщение температурной зависимости некоторых физических свойств полиэтилена высокой прочности методом приведенных параметров 681

ЭЛЕМЕНТЫ МНСТ

Кулакова А. А., Лукьяненко Е. Б. Статические триггеры на основе массивов p - и n -канальных МОП-транзисторов 691

Аннотации и статьи на русском и английском языках доступны на сайте журнала (<http://microsystems.ru>; <http://novtex.ru/nmst/>) в разделе "Архив статей с 1999 г."

ПОДПИСКА:

по каталогу "Пресса России" (индекс 27849)

в редакции журнала (тел./факс: (499) 269-55-10)

Адрес для переписки:

107076 Москва,

Стромынский пер., д. 4

e-mail: nmst@novtex.ru

Учредитель:

Издательство "Новые технологии"

NANO- and MICROSYSTEMS TECHNOLOGY

(Title "NANO- I MIKROSISTEMNAYA TEKHNIKA")

ISSN 1813-8586 DOI: 10.17587/issn1813-8586

Vol. 21

No. 11

2019

CHIEF EDITOR

Maltsev P. P., Dr. Sci. (Tech.), Prof.

DEPUTY CHIEF EDITOR

Luchinin V. V., Dr. Sci. (Tech.), Prof.

DEPUTY CHIEF EDITOR

Shur M. S., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof. (USA)

Editorial council:

Aseev A. L., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Acad. RAS
Chaplygin Ju. A., Dr. Sci. (Tech.), Prof., Acad. RAS
Gribov B. G., Dr. Sci. (Chem.), Cor.-Mem. RAS
Kovalchuk M. V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Cor.-Mem. RAS
Kuljchin Yu. N., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Acad. RAS
Kvardakov V. V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Cor.-Mem. RAS
Labunov V. A. (Belorussia), Sci. (Tech.), Acad. NASB
Narajkin O. S., Dr. Sci. (Tech.), Prof., Cor.-Mem. RAS
Ryzhii V. I., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Cor.-Mem. RAS
Surov A. N., Dr. Sci. (Tech.), Prof., Acad. RAS
Shevchenko V. Ya., Dr. Sci. (Chem.), Prof., Acad. RAS
Sigov A. S., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Acad. RAS

Editorial board:

Abramov I. I. (Belorussia), Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof.
Andreev A. (UK), Cand. Sci. (Phys.-Math.), Prof.
Astahov M. V., Dr. Sci. (Chem.), Prof.
Baklanov M. R., Dr. Sci. (Chem.), Prof. (China)
Basaev A. S., Cand. Sci. (Phys.-Math.)
Gornev E. S., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Kalnov V. A., Cand. Sci. (Tech.)
Karjakin A. A., Dr. Sci. (Chem.), Prof.
Khabibullin R. A., Cand. Sci. (Phys.-Math.)
Kuznetsov V. I., Dr. Sci. (Tech.) (Netherlands)
Leonovich G. I., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Panich A. E., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Panin G. N., PhD, Prof. (South Korea)
Pozhela K. (Lithuania), Dr. Sci. (Phys.-Math.)
Ryzhii M. V., (Japan), Dr. Eng., Prof.
Santos E. J. P., PhD, Prof. (Brasil)
Shubarev V. A., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Shashkin V. I., Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof.
Singh K., PhD (India)
Telets V. A., Dr. Sci. (Tech.), Prof.
Timoshenkov S. P., Dr. Sci. (Tech.)
Vikulin V. V., Cand. Chem. Sci., Dr. Sci. (Tech.), Prof.

Editorial staff:

Antonov B. I. (Director Publ.)
Lysenko A. V. (Executive secretary)
Chugunova A. V. (Research Editor)
Fokin V. A., Cand. Sci. (Chem.)
Shchetinkin D. A. (site)

The Journal is included in the international databases of the chemical sciences — Chemical Abstracts Service (CAS) and of the engineering sciences — INSPEC, and it is also indexed in the Russian Science Citation Index (RSCI) based on the Web of Science platform. The Journal is included in the Russian System of Science Citation Index and the List of Journals of the Higher Attestation Commission of Russia. Its articles have DOI and are printed in the Journal in Russian and English languages. The Journal is published under the scientific-methodical guidance of the Branch of Nanotechnologies and Information Technologies of the Russian Academy of Sciences.

CONTENTS

NANOTECHNOLOGY AND SCANNING PROBE MICROSCOPY

Larionov Yu. V. Comparison of the Sizes Measured by the Scanning and Transmission Electron Microscopes in the Range Less Than 50 nm 648

MODELLING AND DESIGNING OF MNST

Enns Y. B., Fyodorov A. V., Enns P. B., Zalevskaya V. A. Relay Design Optimization, Built According to Bulk Microsystem Technology to Reduce Time Delay 659

Iovdalsky V. A., Sokolov I. A. Specific Features of Development of the Transmitting Module of L-range on the Basis of LDMOS Technology 670

SCIENCE OF MATERIALS AND TECHNOLOGICAL BASICS OF MNST

Merdanov M. K. Technologies for Research of the Parameters of the Waveguide Photon Crystals by Microwave Methods 678

Shixaliyev K. S. Generalization of the Temperature Dependence of Some Physical Properties of High-Strength Polyethylene by the Method of Reduced Parameters 687

MICRO- AND NANOSYSTEM TECHNIQUE ELEMENTS

Kulakova A. A., Lukyanenko E. B. Static Triggers Based on Arrays of *p*- and *n*-Channel MOSFETs 694

Web: www.microsystems.ru/eng; e-mail: nmst@novtex.ru

НАНОТЕХНОЛОГИИ И ЗОНДОВАЯ МИКРОСКОПИЯ NANOTECHNOLOGY AND SCANNING PROBE MICROSCOPY

УДК 537.533.35

DOI: 10.17587/nmst.21.643-651

Ю. В. Ларионов, ст. науч. сотр., luv@kapella.gpi.ru,
Институт общей физики им. А. М. Прохорова РАН, Москва, 119991

СРАВНЕНИЕ РАЗМЕРОВ, ИЗМЕРЕННЫХ РАСТРОВЫМ И ПРОСВЕЧИВАЮЩИМ ЭЛЕКТРОННЫМИ МИКРОСКОПАМИ, В ДИАПАЗОНЕ МЕНЕЕ 50 нм

Поступила в редакцию 31.07.2019

Проведены измерения ширины верхнего основания (ВО) выступов с помощью растрового электронного (РЭМ) и просвечивающего электронного (ПЭМ) микроскопов для группы выступов с разным профилем в диапазоне размеров ВО 17...50 нм. Разница значений ширины верхнего основания при измерении указанными средствами зависит и от условий измерений и от профиля выступа. Выбраны условия РЭМ-измерений, уменьшающие среднее значение этой разницы в группе выступов до нуля. Но внутри группы разница достигала ± 5 нм вследствие различий в профиле и размерах.

Ключевые слова: нанометрология, просвечивающий электронный микроскоп (ПЭМ), растровый электронный микроскоп (РЭМ), мера МШПС-2К, методические погрешности измерения, калибровка измерений

Введение

Производство микросхем с размерами элементов в несколько десятков нанометров невозможно без прецизионного контроля линейных измерений в нанометровом диапазоне размеров. Созданы различные типы устройств, выполняющие такие измерения с воспроизводимостью в десятые и даже сотые доли нанометра, но приводящие к результатам, различающимся на единицы и десятки нанометров для различных типов устройств. Создается система обеспечения единства измерений в указанном диапазоне размеров — нанометрология, выявляющая в том числе и причины возникновения разницы в размерах. Важное место в нанометрологии занимает просвечивающая электронная микроскопия с пространственным разрешением элементов в субатомном диапазоне размеров.

Калибровку увеличения просвечивающего электронного микроскопа (ПЭМ) в этом диапазоне размеров проводят по периоду решетки атомов кремния, который известен с большой точностью [1]. Если на ПЭМ-изображении вместе с кремниевой решеткой будет отображен профиль рельефной нанометровой структуры, то возникает возможность откалибровать участки профиля такой структуры по периоду атомов кремниевой решетки.

Если такая рельефная структура была измерена с помощью растрового электронного микроскопа (РЭМ), то это позволяет опосредованно откалибровать увеличение и этого микроскопа по периоду кремниевой решетки.

Существуют и другие типы погрешности, которые можно уменьшить с помощью ПЭМ. РЭМ-измерения наноструктур являются косвенными, т. е. проводятся на основании расчетов с использованием модели формирования РЭМ-изображения и модели профиля измеряемого выступа. Погрешность в таких измерениях определяется несовершенством используемой модели. Обнаружить источники такой методической погрешности позволяет сопоставление РЭМ-значений ширины с соответствующими им ПЭМ-значениями. В работах [1, 2] были представлены и оценены возможные методические погрешности при измерении ширины наноструктур с помощью РЭМ и ПЭМ, а также указаны способы выделения источников этой погрешности по результатам сопоставления размеров выступов меры ширины МШПС-2К. Эта мера предназначена для калибровки измерительных устройств в диапазоне размеров более 10 нм.

Цель работы — провести измерения ширины одних и тех же выступов тест-объекта меры МШПС-2К в диапазоне размеров около 50 нм с по-

мощью РЭМ и ПЭМ, сопоставить результаты этих измерений и определить основные методические источники погрешности РЭМ.

Методика измерений

План проведения эксперимента, список потенциально значимых источников погрешностей измерений, описание особенностей используемого оборудования, а также алгоритм обработки результатов измерений подробно представлены в работах [1, 2]. Здесь лишь отметим, что для измерений использовался РЭМ S4800 (НИТАСНИ, Япония) с полевым катодом и диффузионным вакуумным насосом. РЭМ-изображения фиксировались в режиме сбора медленных вторичных электронов (МВЭ) при энергии электронов падающего пучка 20 кэВ. Увеличение составляло $\times 90\,000$, размер изображения 2560×1900 пикселей, размер пикселя 0,62 нм. ПЭМ-изображения сечений выступов получали на установке TITAN 80-300 (FEI, США) при $U = 300$ кэВ с коррекцией сферических аберраций. Увеличение при этом достигало $\times 2\,000\,000$.

Результаты

1. Данные, полученные с помощью ПЭМ. На рис. 1 и 2 представлены изображения профилей сечения ВО двух выступов тест-объектов меры МШПС-2К. Выступы были сформированы в результате единого процесса анизотропного травления двух разных кремниевых пластин из одной партии. Выбранные для контроля участки выступов были прежде просканированы в РЭМ таким образом, чтобы их середина совпала с линией последующего рассече-

ния, формирующего профиль выступа для ПЭМ. Отметим, что в результате сканирования выступов в РЭМ на их поверхность высаживается контаминационная пленка, увеличивающая ширину выступов. Затем проконтролированные участки выступов были отделены от пластины, рассечены в нужном месте и подготовлены в виде слайсов для контроля в ПЭМ. Далее слайсы были протравлены ионным пучком для уменьшения их толщины и покрыты толстым слоем углеродной пленки. На обоих изображениях выступов видны их профили сечения вместе с участками решетки атомов кремния. Кайма вблизи краев выступов является изображениями торцов оксидного и контаминационного слоев, покрывающих поверхность образца.

На рис. 1 видно, что верхнее плато приподнято над участком выступа, ограниченного его боковыми стенками. Будем называть далее эту форму сечения ВО выступа *феской*. Высота пьедестала, на котором располагается ВО с феской относительно верхнего основания трапеции составила в среднем (по нескольким выступам на пластине) $\sim 2,5$ нм. На углах верхнего плато пьедестала заметны закругления. Таким образом, профиль выступа вблизи ВО в нанометровом масштабе не соответствует идеальной трапеции, которая является моделью формы выступа, формируемого якобы с помощью анизотропного травления [3].

На рис. 2 показан профиль ВО выступа, сформированного на другой пластине, для которого пьедестал отсутствует, но закругления вблизи краев верхнего основания заметны. Будем называть далее эту форму сечения ВО *фаской*. Для обоих выступов форма закруглений вблизи правого и лево-

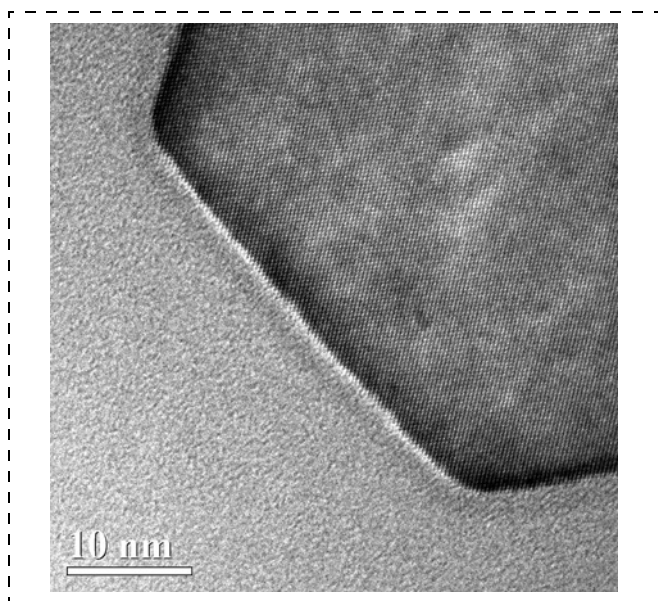


Рис. 1. Профиль сечения верхнего основания выступа в виде фески с шириной верхнего основания ~ 51 нм (ПЭМ-изображение)
Fig. 1. Cross section profile of the top base of the protrusion in the form of a fez with the width of the top base of ~ 51 nm (TEM image)

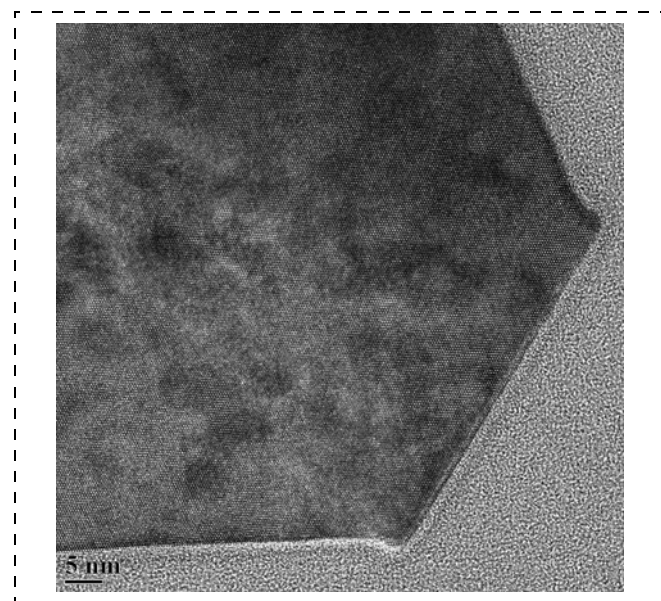


Рис. 2. Профиль сечения верхнего основания выступа в виде фаски с шириной верхнего основания ~ 43 нм (ПЭМ-изображение)
Fig. 2. Cross section profile of the top base of the protrusion in the form of a facet with the width of the top base of ~ 43 nm (TEM image)

го краев ВО, как видно, различается. Аппроксимация закругленный участком дуги окружности с одним значением радиуса затруднительна. Детали профиля вблизи краев ВО увеличивают число параметров в РЭМ-модели расчета, усложняя измерение ширины выступа. Поэтому в работе [2] для оценки размера ВО по ПЭМ-изображениям была предложена упрощенная модель профиля реальной структуры. Ширина ВО в ней определена всего одним параметром — размером его плоской части. Границы плоской части ВО в этой модели совпадают с углами идеальной трапеции, аппроксимирующей участку реального профиля. Для оценки погрешности измерений важно определить отклонение границ верхнего слоя ВО на выступе от углов модельной трапеции, составленной прямыми, аппроксимирующими стороны этого выступа. Оказалось, что для выступа с фаской (см. рис. 2) отклонение составляет 1—2 кремниевых слоя с одной стороны выступа и 3—4 слоя с другой стороны, или от 0,38 до 1,5 нм, а для выступа с фаской (см. рис. 1) — 4—5 слоев (или до ~1,9 нм). Снимки, подобные представленным на рис. 1 и 2, получены для пяти выступов с разной шириной верхнего основания в диапазоне от ~17...~50 нм.

2. Данные, полученные с помощью РЭМ. На рис. 3 представлены кривые видеосигнала (ВС) [2], соответствующие трем выступам с формой профиля ВО в виде фаски с значениями ширины ~51, ~29 и ~17 нм, на рис. 4 — кривые, соответствующие выступам с формой ВО в виде фаски с шириной ~43 и ~19 нм (полученные по ПЭМ-значениям в соответствии с моделью верхнего плато).

Особенностью экспериментальных кривых ВС является отклонение формы отдельных их участков от формы соответствующих участков модельной кривой ВС, составленной набором аппроксимирующих отрезков пря-

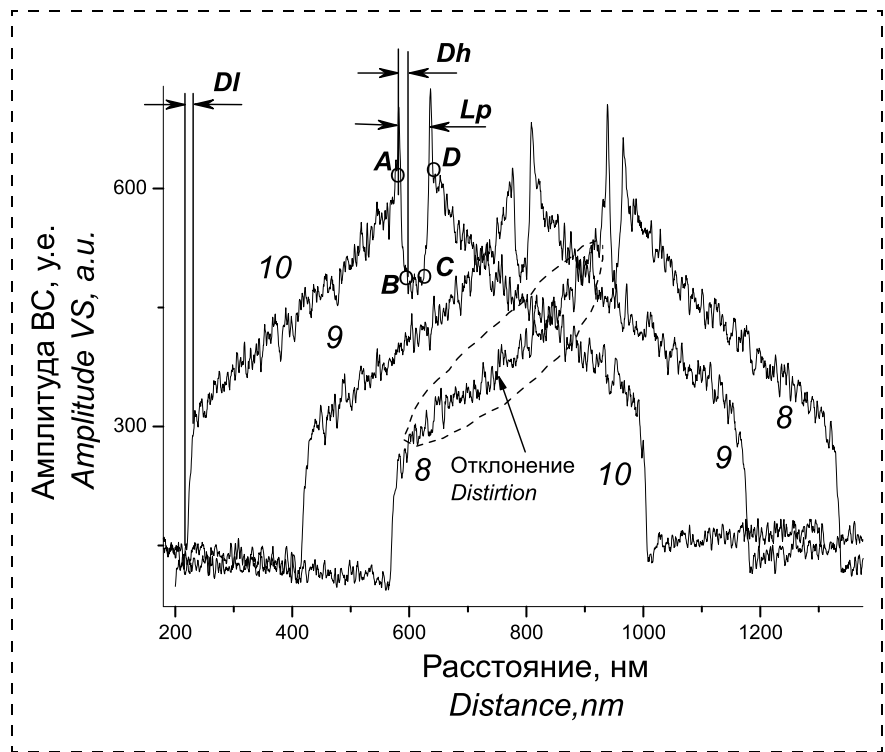


Рис. 3. Кривые ВС от выступов с профилем в виде фаски при значениях ширины верхнего основания ~17 нм (кривая 8), ~29 нм (9) и ~51 нм (10), видны резкие максимумы амплитуды ВС, отсутствующие на рис. 4

Fig. 3. VS curves from the protrusions with the profile in the form of a fez at the values of the width of the top base of ~17 nm (curve 8), ~29 nm (9) and ~51 nm (10), sharp maxima of the VS amplitude are visible, which are absent in fig. 4

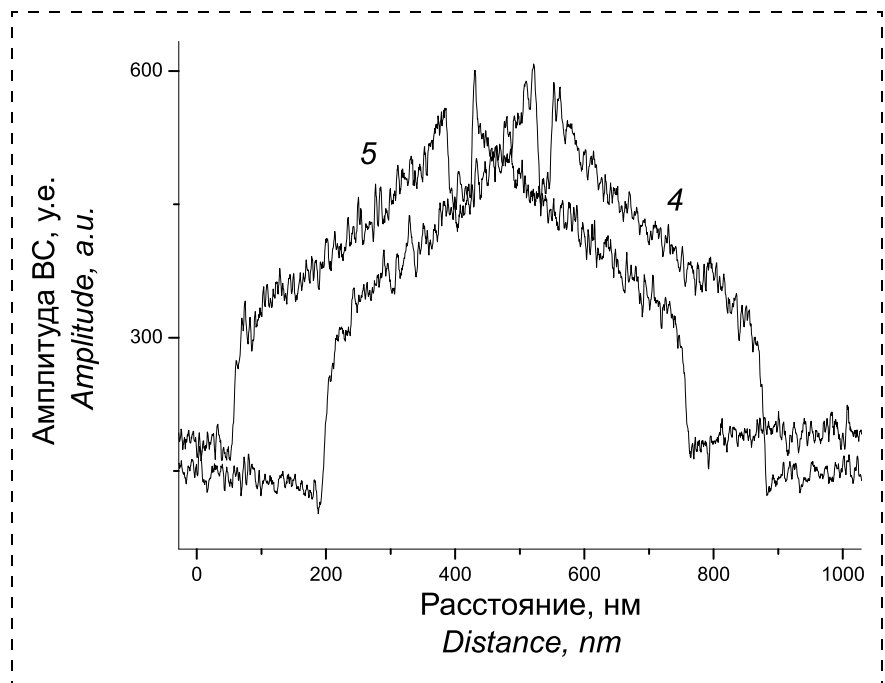


Рис. 4. Кривые ВС от выступов с профилем в виде фаски при значениях ширины ~19 нм (4) и ~43 нм (5). На кривой 8 (см. рис. 3) заметно отклонение формы участка кривой ВС от линейной зависимости (обведено овалом)

Fig. 4. VS curves from the protrusions with the profile in the form of a facet at the values of the width of ~19 nm (4) and ~43 nm (5). On curve 8 (see fig. 3) a deviation is noticeable of the form of the site of VS curve from the linear dependence (encircled)

мых в соответствии с работой [3]. Так, для образцов с феской на кривых ВС заметны резкие максимумы амплитуды (пики), соответствующие границам ВО (см. рис. 3). Они почти отсутствуют для образцов с фаской (см. рис. 4). Эти различия в форме кривых ВС мы связали с формой профиля ВО выступов в виде фески или фаски. Другой пример отклонения экспериментальной кривой от ее модельной формы — нарушение линейного характера роста амплитуды ВС на участках сканирования боковых стенок выступов в виде "прогиба" (см. участок, обведенный овалом, на левой части кривой δ рис. 3). Прогиб проявляется в меньшей степени на других кривых ВС рис. 3. Он почти всегда отсутствует для выступов с шириной более 100 нм и, по-видимому, связан с увеличением выхода МВЭ одновременно из соседних боковых стенок выступа при приближении размера пучка падающих электронов к размеру ВО. Наличие пиков амплитуды на кривой ВС и искажений в виде прогиба влияет на положение опорных точек на кривой ВС, которые в модели связаны с угловыми точками идеальной трапеции в [3], что способно привести к погрешности в значении ширины выступов с малыми размерами.

Из рис. 3, кривой δ и рис. 4, кривой 4 видно, что даже при ширине выступа $\sim 17...19$ нм пики, соответствующие краям ВО, надежно разрешаются. Степень "провала" амплитуды между максимумами заметно не меняется при уменьшении ширины с ~ 51 до 17 нм. Это означает, что диаметр пучка МВЭ меньше 17 нм. Кривые ВС показали возможность различать (по высоте пиков кривой ВС) форму участков профиля сечения в виде фаски или фески. Эта возможность отсутствовала бы, если бы диаметр пучка заметно превышал размер этих участков.

3. Сопоставление РЭМ и ПЭМ-значений ширины выступов. Результаты измерений ширины с помощью обоих электронных микроскопов были полу-

чены для пяти выступов (кривые ВС которых даны на рис. 3 и 4) и представлены в таблице. В колонке "число атомов N " таблицы приведено число атомов кремния в самом верхнем слое ВО кремниевой части каждого из выступов. В соседнем столбце показаны значения ширины W ВО выступа, рассчитанные с учетом значения N (в соответствии с моделью аппроксимации реального профиля около ВО, учитывающей толщину слоя оксида кремния на выступе [2]). В примыкающих столбцах таблицы ("по данным РЭМ") представлены соответствующие данные измерения значений ширины u_p тех же выступов, полученные с помощью РЭМ. Ширина этих выступов складывается из ширины центральной, кремниевой их части, и удвоенной толщины покрывающих слоев оксида кремния и контаминации [2]. Модельные значения W вычисляли с использованием выражения $W = W_{Si} + 2G_{SiO_2}$ из работы [2], где W_{Si} — ширина кремниевой, центральной части выступа; G_{SiO_2} — толщина пленки оксида на боковых стенках. РЭМ-значения ширины u_p определяли по формуле $u_p = U_p/M = (L_p - D_h)/M$, также из [2], где L_p — расстояние между опорными точками на кривой ВС, которые близки к пикам ее амплитуды (точки A и D , см. рис. 3), D_h — эффективный диаметр пучка, измеренный по участкам кривой между опорными точками A и B или C и D , которые расположены вблизи максимумов кривой ВС [2]; M — увеличение РЭМ. Определение величины u_p проводили с использованием программы расчетов [4].

Отметим, что в таблице приведены ПЭМ-значения ширины W без учета уширения выступа вследствие осаждения контаминационной пленки, т. е. заниженные по сравнению с значениями u_p . Ширина выступов, на которых высидилась бы контаминационная пленка после однократного сканирования в РЭМ, должна быть еще на $\sim 0,7$ нм боль-

Значения ширины верхнего основания W (ПЭМ) и u_p (РЭМ) для выступов с различными профилями сечения (номера выступов соответствуют номерам кривых ВС на рис. 3, 4; Δ — разница между ними, N — число слоев кремния в самом верхнем слое основания, D_h — эффективный диаметр пучка МВЭ; обозначение других величин см. в тексте)

Values of the width of the top base W (TEM) and u_p (SEM) for the protrusions with various cross section profiles (the numbers of the protrusions correspond to the numbers of the VS curves in fig. 3, 4; Δ — difference between them, N — number of layers of silicon in the top layer of the base, D_h — the effective diameter of the SSE beam. The designations of the other values see in the text)

Форма ВО выступа <i>Form of TB protrusion</i>	Номер выступа <i>Protrusion number</i>	Ширина (по данным) <i>Width (according to data)</i>				$\Delta = W - u_p$ nm
		W (ПЭМ), nm <i>W (TEM), nm</i>		u_p , пучка D_h (РЭМ), nm <i>u_p, beam D_h (SEM), nm</i>		
		$W = W_{Si} + 2G_{SiO_2}$	Число атомов N <i>Number of atoms N</i>	$u_p = L_p/M - D_h$	D_h	
С феской (рис. 1) <i>With a fez (fig. 1)</i>	8	17,3	32	17,4; 17,1	1	0,0
	9	28,8	62	24,5; 24,4	0,6	4,4
	10	50,7	119	45,2; 45,2	1,4	5,5
С фаской (рис. 2) <i>With a facet (fig. 2)</i>	5	43,4	100	40,3; 40,5	1	3,3
	4	19,2	37	23,3; 23,7	0,2	-4,3

ше, чем в столбце "по данным РЭМ" [2]. Эффективный диаметр пучка МВЭ для вычисления u_p определялся величиной D_h при почти максимальном значении параметра отсечки (45 %) [2]. Значение отсечки указывает относительный уровень сигнала на кривой ВС, который определяет точки его пересечения с этой кривой, между которыми проводится измерение линейного размера [2]. Возможны два варианта определения эффективного диаметра пучка МВЭ в виде D_h и D_l [3]. Обе величины показаны на рис. 3. В варианте учета значения эффективного диаметра в виде D_h и при максимальном значении отсечки достигается наименьшее значение u_p и наибольшая близость значений W и u_p для всей совокупности образцов. Если же для вычисления u_p использовать другое значение эффективного диаметра — D_l (рекомендовано для использования в [3]), а также отсечку, которая много меньше предельной (50 %) и при этом учитывать уширение вследствие осаждения контаминационной пленки, то значение u_p будет заметно больше W .

В колонке таблицы "по данным РЭМ" для каждой строки показаны пары значений u_p . Вторые значения из пары были получены при повторных измерениях по одним и тем же РЭМ-изображениям выступов и при неизменных параметрах настройки программы расчетов из работы [4]. Как видно, даже при совпадающих условиях измерений существуют различия в средних значениях ширины. Значения Δ (разница между W и u_p) для разных образцов отличаются почти на 10 нм (от $-4,3$ до $+5,5$ нм). Значение Δ для выступов с фаской получились меньше, чем для образцов с феской при близких значениях ширины ВО (особенно заметно для выступов с минимальной шириной 4 и 8). Отметим, что значения эффективного диаметра D_h , определенные по кривым ВС, составляют около 1 нм, т. е. заведомо меньше диаметра падающего пучка электронов для условий измерений на используемом РЭМ.

Погрешности при измерении в W могут возникнуть лишь вследствие субъективных ошибок при подсчете N . Значение N для каждого выступа определяли усреднением по результатам многократных попыток счета числа атомных слоев [111], выходящих на самый верхний слой атомов на ВО, двумя операторами. Разница в значении N обычно составляла 0 или 1 и во всех случаях не превышала 2. Поэтому случайная погрешность в W не превысила $\sim 0,8$ нм. Случайная погрешность в значении u_p при измерении по одному РЭМ-изображению и при неизменной настройке алгоритма расчетов зависит от селекции оператором опорных точек в строках изображения перед каждым вычислением (см. описание алгоритма расчета u_p в работе [2]). При малых значениях ширины выступа в условиях нали-

чия шумов в ВС и дефектов изображения селекция большого числа опорных точек в строках изображения становится плохо воспроизводимой, что и приводит к вариации значений ширины в несколько десятых нанометра (см. столбец u_p таблицы, где представлена разница в парах значений u_p для выступов 4 и 8). Отметим, что вариация параметров настройки алгоритма расчетов, в частности, при выборе уровня отсечки, настройке фильтров селекции шумов ВС, при выборе варианта разбиения изображения на полосы для построения кривой видеосигнала, при выборе значения эффективного диаметра D_l или D_h , при вариации разворота края выступа относительно осей развертки изображения на изображении и др., способны привести к систематической разнице в значениях ширины до 10 нм. Поэтому все эти влияющие параметры оставались одинаковыми при измерениях на всех исследованных выступах.

Заключение

В данной работе проведено сравнение ПЭМ- и РЭМ-значений ширины верхнего основания для группы выступов, вытравленных с помощью анизотропного травления в кремнии. Учтены возможные систематические погрешности измерений, присутствующие каждому методу. Выявилось, что РЭМ-значения ширины выступов в диапазоне $\sim 17...50$ нм систематически меньше соответствующих им ПЭМ-значений. Относительно близкое соответствие ПЭМ- и РЭМ-значений ширины в данной работе получено лишь благодаря сознательным усилиям по сближению этих результатов с помощью модификации методик измерения в обоих методах. В частности, для этого при ПЭМ-измерениях не было учтено уширение выступа вследствие осаждения контаминационной пленки, а в РЭМ-методе выбраны условия измерений, обеспечивающие достижение максимальных значений ширины в результате выбора минимальных значений эффективного диаметра пучка МВЭ. (Отметим, что значения измеренного нами и использованного в расчетах ширины эффективного диаметра электронного пучка около 1 нм явно меньше даже теоретических значений диаметра падающего пучка в используемом РЭМ).

Наш вывод о занижении значений ширины выступов при измерении их с помощью РЭМ в соответствии с работой [3] подтверждается также данными в работе [5], где были сопоставлены результаты измерения ширины верхнего основания, полученные в соответствии с [3] и с помощью атомно-силового микроскопа. И в этой работе РЭМ-значения ширины получились меньше по сравнению с значениями, полученными альтернативным методом. Это свидетельствует о возможной методической ошибке в методе измерений ширины в работе [2].

Другой важный вывод: близкими значениями ширины ВО при РЭМ- и ПЭМ-измерениях оказались те, которые были усреднены по всем пяти выступам. Для выступов с различающейся шириной и формой профиля обнаружился разброс в разнице соответствующих ПЭМ- и РЭМ-размеров на приблизительно ± 5 нм. Этот разброс объяснен использованием упрощенной модели построения РЭМ-изображения и упрощенной модели профиля выступа, не учитывающей детали реального профиля нанометровых объектов.

Автор выражает признательность Митюхляеву В.Б. за предоставление ПЭМ- и РЭМ-изображений выступов, Ракову А. В. и Озерину Ю. В. — за обсуждение результатов, полученных с помощью ПЭМ и РЭМ.

Список литературы

1. Ларионов Ю. В. К калибровке меры МШПС-2.0 с помощью просвечивающего электронного микроскопа // Метрология. 2017. № 4. С. 15–23.
2. Ларионов Ю. В. Условия измерений ширины выступа растровым и просвечивающим электронными микроскопами в диапазоне менее 50 нм // Метрология. 2019. № 2. С. 22–36.
3. Новиков Ю. А., Горнев Е. С., Волк Ч. П., Тодуа П. А. и др. Проблемы измерения геометрических характеристик электронного зонда растрового электронного микроскопа // Труды ИОФАН. 2006. Т. 62. С. 77–120.
4. Программа анализа изображений микроскопов, программная платформа NDPL. <https://yadi.sk/i/YtOL8GEid9nK4>. 2009.
5. Frase C. G., Hassler-Grohne W., Dai G., Bosse H. et al. SEM linewidth measurements of anisotropically etched silicon structures smaller than 0.1 μm // Meas. Sci. Technol. 2007. Vol. 18. P. 439–447.

Yu. V. Larionov, Senior Researcher, luv@kapella.gpi.ru, A. M. Prokhorov General Physics Institute of RAS, Moscow

Corresponding author:

Larionov Yuriy V., Senior Researcher, A. M. Prokhorov General Physics Institute of RAS, Moscow, Russian Federation.
E-mail: luv@kapella.gpi.ru

Comparison of the Sizes Measured by the Scanning and Transmission Electron Microscopes in the Range Less Than 50 nm

Received on July 31, 2019

Accepted on August 13, 2019

Measurements were taken of the width of the top base of protrusions (TB) by means of a scanning electron (SEM) and transmission electron microscopes for a group of protrusions with different profiles in the range of the TB sizes of 17...50 nm. The difference in the values of the width of the TB during measurements by the specified devices depended on both the conditions of the measurements and on the protrusion profile. The conditions selected for SEM measurements were reducing the average value of this difference in the group of the protrusions down to zero. But within the group the difference reached ± 5 nm due to the differences in the profiles and sizes.

Keywords: nanometrology, transmission electron microscope, scanning electron microscope (SEM), MShPS-2K measure, methodical errors of measurement, calibration of measurements

For citation:

Larionov Yu. V. Comparison of the Sizes Measured by the Scanning and Transmission Electron Microscopes in the Range Less Than 50 nm, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 11, pp. 643–651.

DOI: 10.17587/nmst.21.643-651

Introduction

Production of chips with the sizes of elements of several tens of nanometers is impossible without a precision control of the linear measurements in the nanometer range of the sizes. Various types of devices have been developed for carrying out of such measurements with the reproducibility of a tenth and even 100-th shares of a nanometer, but leading to the results differing by units and tens of nanometers for various types of the devices. A system of traceability is being developed ensuring uniformity of the measurements in the specified range of the sizes — nanometrology revealing, among other things, the causes of the differences in siz-

es. An important place in nanometrology belongs to the transmission electron microscopy with the spatial resolution of the elements in the subatomic range of sizes.

In the transmission electron microscope (TEM) the calibration of magnification in this range of the sizes is carried out by the period of the lattice of the atoms of silicon, which is known with a high accuracy [1]. If on the TEM image together with a silicon lattice the profile of a relief nanometer structure is displayed, then there is an opportunity to calibrate the sites of the profile of such a structure by the period of atoms of the silicon lattice. If such a relief structure was measured by means of a scanning electron microscope (SEM), then

this allows us to calibrate the magnification also of this microscope by the period of the silicon lattice.

There are also other types of errors, which can be reduced by means of a TEM. SEM measurements of the nanostructures are indirect, i.e. they are carried out on the basis of the calculations with the use of a model for formation of SEM images and a model of the profile of the measured protrusion. An error in such measurements is defined by imperfection of the used model. A comparison of the SEM values of the width with the TEM values corresponding to them allows us to find sources of such a methodical error. The [1, 2] present and estimate possible methodical errors during measurements of the widths of the nanostructures by means of SEM and TEM, and also the ways to detect the sources of such errors by the results of comparison of the sizes of the protrusions of MShPS-2K width measure. This measure is intended for calibration of the measuring devices in the range of sizes over 10 nm.

The aim of the work is to take measurements of the widths of the same protrusion of a test object of MShPS-2K measure in the range of sizes of about 50 nm by means of SEM and TEM, to compare the results of these measurements and to define the main methodical sources of the errors of SEM.

Measurement technique

The plan for carrying out the experiment, the list of the potentially significant sources of the errors of measurements, a description of the specific features of the used equipment and also the algorithm for processing of the results of measurements are presented in detail in the works [1, 2]. Here, we will only note that for the measurements SEM S4800 (HITACHI, Japan) with a field cathode and a diffusive vacuum pump was used. SEM images were recorded in the mode of collection of the slow secondary electrons (SSE) at the energy of the electrons of the incident beam of 20 keV. Magnification was $\times 90\,000$, the image size — 2560×1900 pixels, the size of a pixel — 0.62 nm. TEM images of the cross sections of the protrusions were produced at TITAN 80-300 installation (FEI, USA) at $U = 300$ keV with a correction of the spherical aberrations. Thus reached magnification was $\times 2\,000\,000$.

Results

1. *The data obtained by means of TEM.* Fig. 1 and 2 present images of the profiles of the cross section of TB of the two protrusions of the tested- objects of MShPS-2K measure. The protrusions were formed as a result of a common process of the anisotropic etching of two different silicon plates from one batch. The sites of the protrusions selected for control were first scanned in SEM so that their middle line coincided with the line of the subsequent dissection forming the protrusion profile for TEM. We should point out that as a result of the scanning of the protrusions in SEM a contamina-

tion film was deposited on their surface increasing the width of the protrusions. Then the already controlled sites of the protrusions were separated from the plate, cut in the right place and prepared in the form of slices for control in at TEM. Then, the slices were etched by an ion beam for reduction of their thickness and covered with a thick layer of a carbon film. On both images of the protrusions their cross section profiles together with the sites of the lattice of the silicon atoms are visible. The rim near the edges of the protrusions is the image of the end faces of the oxide and contamination layers covering the surface of the sample.

Fig. 1 it is visible that the top plateau is raised over the site of the protrusion limited by its sidewalls. Herein let us further call this form of section of the TB protrusion as *fez*. The height of the pedestal, on which TB with the *fez* is situated, on average (by several protrusions on the plate) is ~ 2.5 nm. In At the corners of the top plateau of the pedestal curves are noticeable. Thus, the protrusion profile near TB in the nanometer scale does not correspond to an ideal trapeze, which is the model of the protrusion profile formed allegedly by means of the anisotropic etching [3].

Fig. 2 presents the TB profile of the protrusion created on another plate, for which the pedestal is absent, but the curves near the edges of the top base are noticeable. Further we shall call this form of TB cross section as a facet. For both protrusions the forms of the curves near the right and left edges of TB, apparently, differ. An approximation of the curves by the site of an arch of a circle with one value of radius is difficult. The profile details near the TB edges increase the number of the parameters in calculation of the SEM model, complicating the measurement of the width of the protrusion. Therefore, in the work [2] for the size assessment of TB by TEM images a simplified model of the profile of a real structure was offered. The width of TB in it was determined by only one parameter — the size of its flat part. The borders of the flat part of TB in this model coincided with the corners of the ideal trapeze, approximating the sites of the real profile. For assessment of the measurement errors it was important to determine the deviation of the borders of the top layer of TB on the protrusion from the corners of the model trapeze made by the straight lines approximating the sides of this protrusion. It turned out that for the protrusion with a facet (see fig. 2) the deviation was 1–2 silicon layers on the one hand of the protrusion and 3–4 layers on the other hand, or from 0.38 up to 1.5 nm, and for the ledge with a *fez* (see fig. 1) — 4–5 layers (or up to ~ 1.9 nm). The pictures, similar to the ones presented in fig. 1 and 2, were obtained for five ledges with different widths of the top base in the range from $\sim 17 \dots \sim 50$ nm.

2. *The data obtained by means of SEM.* Fig. 3 presents the curves of the video signal (VS) [2] corresponding to three protrusions with the TB profile in the form of a *fez* with the width values of ~ 51 , ~ 29 and

~17 nm, fig. 4 presents the curves corresponding to the protrusions with the TB form in the form of a facet with the widths of ~43 and ~19 nm (obtained by TEM values in accordance with the model of the top plateau).

A specific feature of the experimental curves of VS is a deviation of the forms of their certain sites from the forms of the respective sites of the model curve of VS made by a set of the approximating sections of the straight lines in compliance with the work [3]. Thus, for the samples with a fez on the curves of VS, sharp maxima of the amplitudes (peaks) corresponding to the TB borders are noticeable (see fig. 3). They are almost absent for the samples with a facet (see fig. 4). We connected these distinctions in the form of the VS curve with the form of the TB profile of the protrusions in the form of a fez or a facet. Another example of a deviation of the experimental curve from its model form is a violation of the linear character of the growth of the VS amplitude on the sites of scanning of the sidewalls of the protrusions in the form of "deflection" (see the encircled site in the left part of the curve δ , fig. 3). The deflection is less pronounced on the other curves of VS of fig. 3. It is almost always absent for the protrusions with the width of more than 100 nm and, apparently, is connected with an increase of a simultaneous emission of SSE from the neighboring sidewalls of the protrusions when a beam size of the incident electrons approaches the size of TB. Existence of the amplitude peaks on the VS curve and distortions in the form of a deflection influence the position of the reference points at VS curve in [3] which in the model are connected with the angular points of the ideal trapeze, capable to lead to an error in the value of the width of the protrusions of small sizes.

From fig. 3, curve δ and fig. 4, curve 4, it is visible that even with a protrusion width of ~17 ... 19 nm the peaks corresponding to the edges of TB are reliably resolved. Degree of "the fall" of the amplitude between the maxima does not vary considerably at the reduction of the width from ~51 down to 17 nm. This means that the diameter of the SSE beam is less than 17 nm. VS curves demonstrated a possibility to distinguish (by the heights of the peaks of the VS curve), the forms of the sites of the profile cross section in the form of a facet or a fez. This possibility would be absent, if the diameter of the bunch exceeded considerably the size of these sites.

3. Comparison of REM and TEM values of the widths of the protrusions.

The results of the measurements of the widths for five protrusions (the VS curves of which are presented in fig. 3 and 4) were obtained by means of both electron microscopes and are presented in the table. The column "number of atoms N " of the table presents the number of the silicon atoms at the top layer of TB of the silicon part of each of the ledges protrusions. The next column presents the values of width W of the TB protrusions calculated with account of the value of N (in accordance with the model of approximation of the real profile

near TB and taking into account the thickness of the silicon oxide layer on the protrusion [2]). The adjoining table columns ("according to SEM data") present the relevant data of measurements of the values of width u_p of the same protrusions obtained by means of SEM. The widths of these protrusions consist of the width of the central, their silicon part, and of the doubled thickness of the covering layers of the silicon oxide and contamination [2]. Model values of W were calculated with the use of expression $W = W_{Si} + 2G_{SiO_2}$ from the work [2] where W_{Si} — width of the silicon, central part of the protrusion, G_{SiO_2} — thickness of the oxide film on the sidewalls. SEM values of width u_p — were determined by the formula $u_p = U_p/M = (L_p - D_h)/M$, and also from [2], where L_p — distance between the reference points on curve VS, which are close to the peaks of its amplitude (points A and D, see fig. 3), D_h — effective diameter of the beam measured by the sites of the curve between the reference points A and B or C and D, which are situated near the maxima of the curve of VS [2], M — magnification of SEM. Determination of the value of u_p was carried out with the use of the calculation program [4].

We should point out that the table presents the TEM values of width W without account of broadening of the protrusion due to deposition of the contamination film, i.e. underestimated in comparison with the u_p values. The width of the protrusions on which the contamination film would be deposited after a single scanning in SEM, has to be by ~0.7 nm more, than in the column "according to SEM data" [2]. The effective diameter of SSE beam for calculation of u_p was determined by the value D_h at almost maximal value of the cut-off parameter (45 %) [2]. The cut-off value indicates the relative level of the signal on VS curve, which defines the points of its crossing with this curve, between which the measurement of the linear size is taken [2]. There are two ways to determine the effective diameter of the beam of SSE in the form of D_h and D_l [3]. Both values are shown in fig. 3. In the version, where one take into account the value of the effective diameter in the form of D_h and at the maximal value of the cut-off, the smallest value of u_p and the greatest proximity of values W and u_p for the sum-total of the samples are reached. If for calculation of u_p we use another value of the effective diameter — D_l (recommended for use in [3]) and also a cut-off which is considerably less than the 50 % limit, and at the same time if we take into account the broadening due to deposition of the contamination film, then the value u_p will be much more than W .

In the table column "according to SEM data" the pairs of u_p values are shown for every line. The second values from a pair were obtained due to repeated measurements by the same SEM images of the protrusions and at the invariable settings of the calculation program from the work [4]. Apparently, even in case of the coinciding conditions of measurements there are distinctions in the average values of the width. Values Δ (differ-

ence between W and u_p) for various samples differ by almost 10 nm (from -4.3 up to $+5.5$ nm). Value Δ for the protrusions with a facet turned out to be less, than for the samples with a fez, at the close values of the width of TB (this is especially noticeable for the protrusions with the minimal width (samples with number 4 and 8). We should point out that the values of the effective diameter D_h determined by VS curves are equal to about 1 nm, i. e. obviously less than the diameter of the incident beam of electrons for the conditions of measurements on the used SEM.

Measurement errors can arise for W only due to the subjective mistakes during calculation of N . The value of N for each protrusion was defined by averaging the results of the repeated attempts of the account of the number of the atomic layers [111], coming to the top layer of atoms on TB, by two operators. The difference in the value of N usually equaled to 0 or 1 and in all cases did not exceed 2. Therefore, a random error in W did not exceed ~ 0.8 nm. A random error in the value of u_p during measurement by one SEM image and at an invariable set of the algorithm of calculations depends on selection of the reference points by an operator in the image lines before each calculation (see the description of the algorithm for calculation of u_p in the work [2]). At small values of the width of the protrusion in the conditions of existence of noises in VS and image defects, the selection of a large number of reference points in the image lines becomes difficult to be reproduced, which leads to a variation of the values of the width of several tenth of a nanometer (see column u_p of the table, where the difference is presented in the pairs of u_p values for protrusions number 4 and 8). We should point out that a variation of the settings of the calculation algorithm, in particular, during selection of the cut-off level, setup of the noise selection filters of VS, during selection of an option for splitting of the image into strips for construction of a curve of the video signal, during selection of the value of the effective diameter of D_l or D_h , during variation of a turn of the edge of the protrusion in relation to the axes of the image scan on the image, etc., can lead to a systematic difference in the values of the widths up to 10 nm. Therefore, all these influencing parameters remained identical during the measurements on all the studied protrusions.

Conclusion

In this work a comparison was done of the TEM and SEM values of the widths of the top basis for a group of the protrusions etched by means of anisotropic etching in silicon. Possible systematic errors of measurements inherent in each method were considered. It was discovered that the SEM values of the width of the protrusions within the range of $\sim 17\text{--}50$ nm were systematically less than the TEM values corresponding to them. A rather close compliance of the TEM and SEM values of the width in this work were obtained only due

to the conscious efforts for rapprochement of these results by means of modification of the techniques of measurement in both methods. In particular, for this purpose during the TEM measurements the broadening of a protrusion due to deposition of a contamination film was not considered, while in the SEM method the conditions of measurements were chosen ensuring achievement of the maximal values of the width as a result of selection of the minimal values of the effective diameter of the SSE beam. (We should note that the value of the effective diameter of the electron beam measured by us and used in the calculations of the width of about 1 nm is obviously less even of the theoretical values of the diameter of the incident beam in the used SEM).

Our conclusion concerning understatement of the values of the width of the protrusions during their measurement by means of SEM in compliance with the work [3] is also confirmed by the work [5]. In this work the results of measurement of the width of the top base obtained in compliance with [3] and by means of an atomic-force microscope, were compared. The SEM values of the width turned out less in comparison with the values obtained by an alternative method. This testifies to a possible methodical mistake in the method of measurements of the width in the work [2].

Another important conclusion: only the values of those SEM and TEM measurements of the width of TB, which were averaged by all the five protrusions turned out to be close. For the protrusions with the differing widths and profile forms ± 5 nanometer dispersion was found in the differences of the corresponding TEM and SEM sizes. This dispersion was explained by the use of a simplified model of construction of the SEM image and a simplified model of the protrusion profile, not taking into account the details of the real profiles of the nanometer objects.

The author expresses his gratitude to Mityukhlyayev V. B. for providing of the TEM and SEM images of the protrusions, and to Rakov A. V. and Ozerin Yu. V. for discussion of the results obtained by means of TEM and REM.

References

1. Larionov Yu. V. K kalibrovke meri MShPS-2K s pomochyu prosvetchivayuschego elektronnoogo mikroskopa, *Metrologia*, 2017. no. 4, pp. 15–23.
2. Larionov Yu. V. Usloviya izmereniya shirini vistupa rastrovim I prosvetchivayschim elektronnimi mikroskopami v diapazone menea 50, *Metrologia*, 2019, no. 2, pp. 22–36.
3. Novikov Yu. A., Gornev E. S., Volk Ch. P., Todua P. A. et al. Problemi izmereniya geometricheskikh harakteristik elektronnoou zonda rastrovogo elektronnoogo vikroskopa, *Trudi IOFAN*, 2006, vol. 62, pp.77–120.
4. Programma analiza izobrazhenij mikroskopov, programnaya platforma NDPL, available at: <https://yadi.sk/i/YtOL8GEid9nK4>. 2009.
5. Frase C. G., Hassler-Grohne W., Dai G., Bosse H. et al. SEM linewidth measurements of anisotropically etched silicon structures smaller than 0.1 μm , *Meas. Sci. Technol.*, 2007, vol. 18, pp. 439–447.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И КОНСТРУИРОВАНИЕ МНСТ MODELLING AND DESIGNING OF MNST

УДК 681.584.77; 621.318.51

DOI: 10.17587/nmst.21.652-661

Я. Б. Эннс, инженер¹, аспирант², ennsjb@gmail.com,

¹ Санкт-Петербургский академический университет Российской академии наук, г. Санкт-Петербург,

² Санкт-Петербургский политехнический университет имени Петра Великого, г. Санкт-Петербург,

А. В. Федоров, инженер-технолог 1 кат., fedorov_av@sktbrt.ru,

П. Б. Эннс, зам. гл. инженера — гл. технолог, enns_pb@sktbrt.ru,

В. А. Залевская, зам. начальника технологического отдела, zalevskaja_va@sktbrt.ru,

АО "Специальное конструкторско-технологическое бюро по релейной технике", г. Великий Новгород

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ РЕЛЕ, ВЫПОЛНЕННОГО ПО ОБЪЕМНОЙ ТЕХНОЛОГИИ МСТ, В ЦЕЛЯХ УМЕНЬШЕНИЯ ВРЕМЕНИ СРАБАТЫВАНИЯ

Поступила в редакцию 04.06.2019

Представлена конструкция реле, выполненного по объемной технологии МСТ, и с использованием физико-математического моделирования выбраны пути ее оптимизации в целях уменьшения времени срабатывания. Уменьшения времени срабатывания реле почти в 2,5 раза удалось достигнуть за счет снижения массы привода, увеличения электростатической нагрузки и уменьшения коэффициента демпфирования.

Ключевые слова: МСТ-реле, объемная технология МСТ, гребенчатый электростатический привод, уменьшенное время срабатывания, моделирование, перемещение микропривода, контактное давление

Введение

Изделия микросистемной техники (МСТ) получили большое распространение в коммутационной технике в качестве высокочастотных (ВЧ) реле и переключателей, переменных конденсаторов и фильтров. Данные устройства обеспечивают низкие потери и высокую степень изоляции при высокой допустимой мощности сигнала и низкой мощности управления [1]. В сравнении с полупроводниковыми аналогами микроэлектромеханические реле требуют более высоких управляющих напряжений и имеют меньшую скорость переключения между состояниями [1].

Преобладающее большинство микромеханических электрических реле и переключателей выполняются по поверхностной технологии МСТ. В связи с развитием процессов глубокого плазмохимического травления широкое распространение получили ВЧ реле, выполненные по объемной технологии МСТ [2–4]. В отличие от изделий, выполненных

по поверхностной технологии, перемещение подвижной части данных реле имеет преимущественно латеральный тип (вдоль основания подложки). Технология изготовления и характер движения накладывают свои особенности на процесс проектирования данных устройств. Для подобных изделий стоит острая проблема уменьшения времени срабатывания [4]. Для решения этой проблемы необходима разработка особых методов проектирования.

1. Описание исходной конструкции реле

Микроэлектромеханическое реле изготовлено по объемной технологии микросистемной техники с использованием глубокого плазмохимического травления. Электромеханическая структура выполнена в кремниевой пластине ориентации (100), толщиной 75 мкм. Основанием является стеклянная подложка (марка ЛК-5), которая соединена с кремниевой пластиной методом анодного сращи-

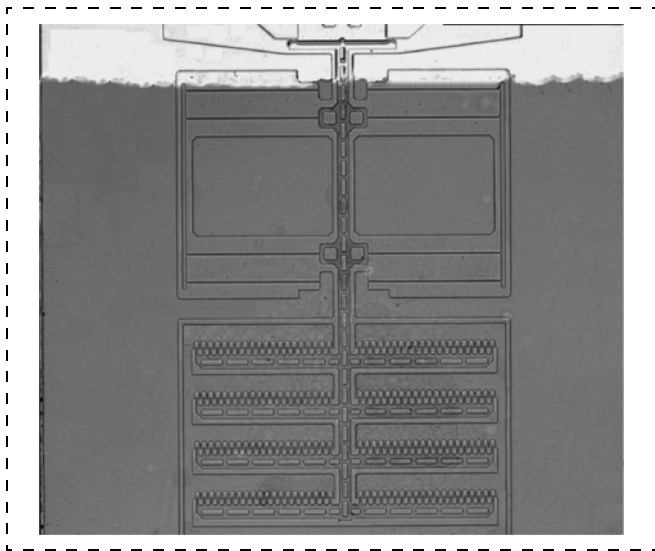


Рис. 1. Фотография изготовленного объемного микрореле
Fig. 1. Photo of the manufactured bulk micro relay

вания пластин. На рис. 1 представлена фотография изготовленного объемного микрореле.

Электромеханическая структура привода реле состоит из системы упругого подвеса (упруго связанных балочных кремниевых элементов) и электростатического привода в виде встречно-штыревой структуры (гребенчатого привода). Параметры поведения данной системы можно описать с использованием дифференциального уравнения движения [1, 5]:

$$m\ddot{y} + c\dot{y} + ky = F(l, t); \quad (1)$$

$$F(l, t) = \frac{n\epsilon\epsilon_0(l(t) \cdot w)U^2}{z}, \quad (2)$$

где m — эффективная масса привода; c — параметр затухания; k — коэффициент жесткости; y — перемещение привода в момент времени t ; F — электростатическая сила; ϵ — диэлектрическая проницаемость среды; ϵ_0 — электрическая постоянная; w , l и z — ширина, длина перекрытия и межэлектродный зазор встречно-штыревых электродов гребенчатого привода. Как видно из уравнения (1), время срабатывания реле зависит от амплитуды перемещения y , массы привода m , коэффициента потерь c , жесткости k и электростатической силы F .

Значение перемещения задается расстоянием между контактами (16 мкм), позволяющим обеспечить необходимый уровень потерь высокочастотного сигнала в разомкнутом состоянии реле. Таким образом, сокращение расстояния между контактами нецелесообразно. Уменьшение жесткости также нецелесообразно без сокращения массы привода ввиду требований к стойкости конструкции по внешним механическим воздействиям.

2. Определение времени срабатывания исходной конструкции

Экспериментально было определено время срабатывания объемного микрореле. Как показали предварительные испытания, время срабатывания реле составило 0,28...0,32 мс при возбуждении привода напряжением 90 В. Временная зависимость нарастания напряжения источника питания показана на рис. 2. Испытания проводили в газовой среде при атмосферном давлении.

Для оптимизации конструкции привода в целях уменьшения времени срабатывания была проведена валидация численной модели по экспериментально полученным данным. С использованием методов конечных элементов было определено время срабатывания микромеханического реле. Моделирование осуществляли в программном комплексе мультифизического моделирования. Для проведения расчета движения привода во временной области была выполнена предварительная оценка параметров электростатической силы гребенчатого привода и диссипации энергии. Диссипацию энергии определяли с учетом вязкоупругого сопротивления воздушной среды имеющего большое влияние как на время срабатывания, так и на резонансную частоту механической системы [1, 6—8]. Так, при атмосферном давлении окружающей среды уровень добротности механической системы Q составил ≈ 10 . Полученные данные позволяют задать нагрузочные и диссипативные граничные условия механической задачи.

Задача по определению времени срабатывания включает в себя решение контактной задачи. Кон-

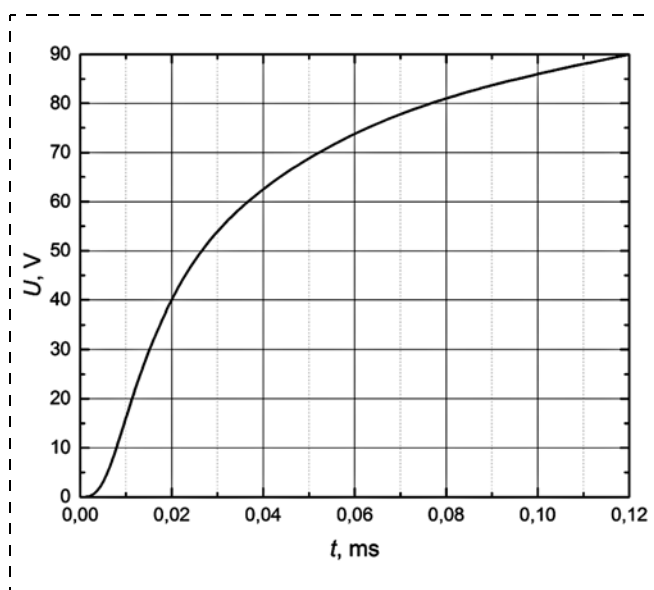


Рис. 2. Временная зависимость нарастания напряжения источника питания

Fig. 2. Time dependence of the voltage rise of the power source

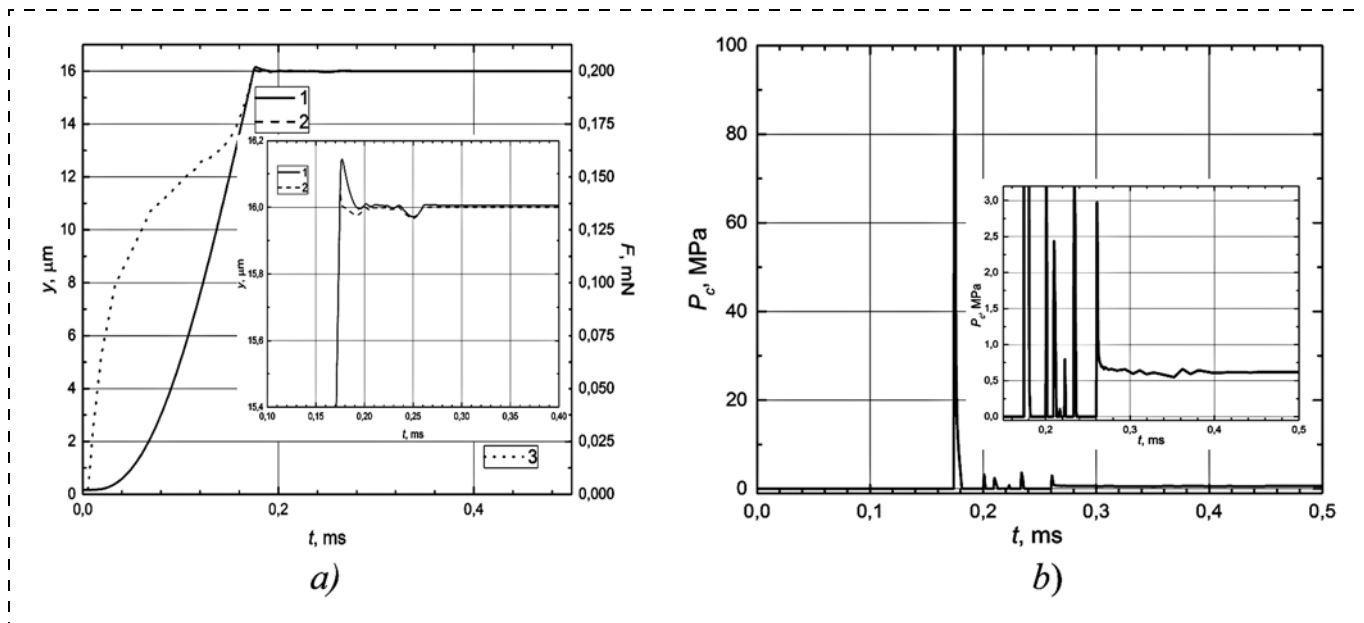


Рис. 4. Зависимость перемещения микропривода исходной конструкции (в основании привода (1) и в точке контакта (2)) и электростатической силы (3) от времени (а) и зависимость контактного давления привода исходной конструкции от времени (б)

Fig. 4. Dependence of the displacement of the micro drive of the original design (at the base of the drive (1) and at the contact point (2)) and the electrostatic force (3) on time (a) and the dependence of the contact pressure of the drive of the original design from time (b)

тактная задача была сформулирована с использованием методов штрафных функций [9]. Контактное усилие F_c определяется как

$$F_c = \begin{cases} t_n - e_n g, & g < 0; \\ t_n + \exp\left(-\frac{e_n}{t_n} g\right), & g \geq 0, \end{cases} \quad (3)$$

где t_n — предварительная оценка силы контакта; e_n — штрафной коэффициент; g — зазор между контактными электродами. На рис. 3 (см. третью сторону обложки) показаны карты перемещений и напряжения при устоявшемся состоянии в момент времени 1 мс.

Перемещения определяли на основании предварительно определенной зависимости силы от перемещения $F(l)$. Временная зависимость нарастания напряжения была получена исходя из экспериментальных данных сигнала с источника U (см. рис. 2). На рис. 4, а показана зависимость перемещения микропривода (в точках контакта и основания привода) и электростатической силы от времени. Время срабатывания можно определить по зависимости контактного давления (рис. 4, б), соответствующему времени выхода давления в устоявшийся режим. Так, расчетное время срабатывания составило 0,26 мс. Кроме того, можно оценить контактное давление, влияющее на конечное сопротивление привода. Резкий скачок давления при контакте обусловлен высоким значением импульса при начальном контакте.

Результаты предварительной оценки времени срабатывания объемного микрореле показали хорошую сходимость с экспериментальными данными. Отклонение от экспериментальных значений можно объяснить недостаточной точностью определения геометрических параметров, а также внутренними механическими напряжениями в упругом подвесе привода микрореле, вызванными разностью температурных коэффициентов расширения.

3. Оптимизация формы

Предварительная оценка привода показала возможность оптимизации его геометрии в целях сокращения массы. Однако стоит обратить внимание, что подобные конструкции, включающие в себя гребенчатый привод, чувствительны к поперечным и изгибным деформациям гребенчатой структуры. Так, оптимизация геометрии привода может быть осуществлена на основании сохранения уровня жесткости и сокращения массы привода. В качестве параметров оптимизации может выступать резонансная частота и масса привода. Такая оптимизация позволила добиться существенного уменьшения массы привода, а следовательно, и повышения резонансной частоты. На рис. 5 (см. третью сторону обложки) показаны результаты определения первой моды резонансных колебаний.

На основании оптимизации геометрии были определены значения перемещения при подаче управляющего сигнала (рис. 6, а). По характеру из-

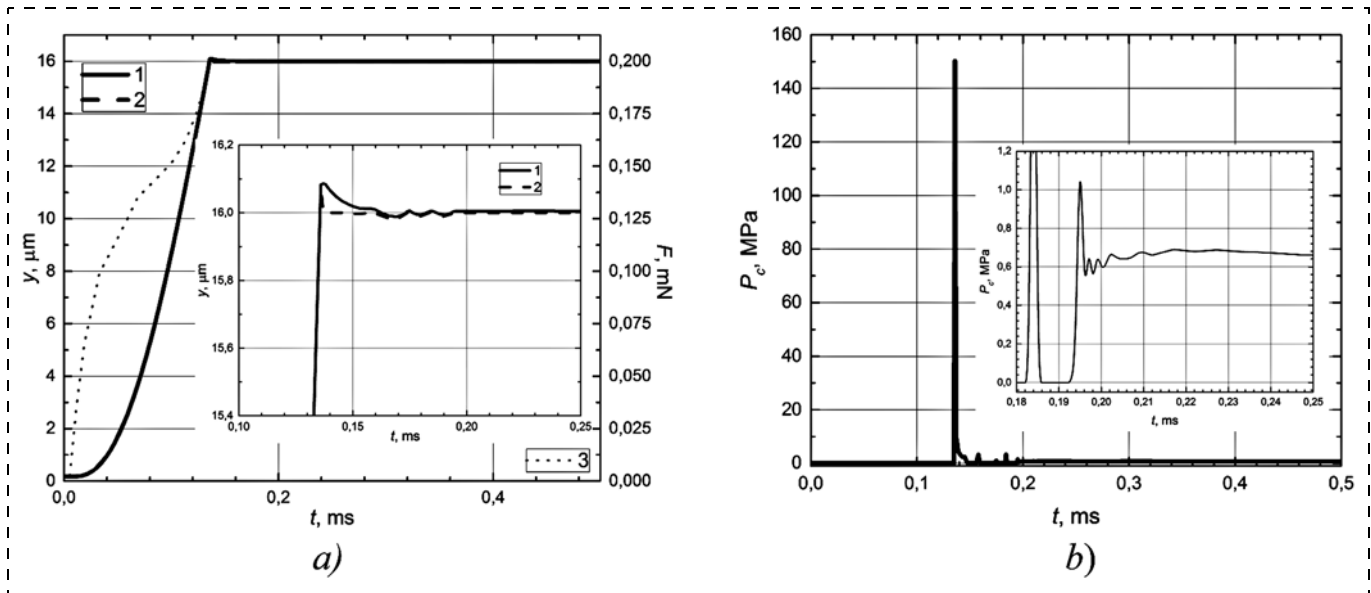


Рис. 6. Зависимость перемещения микропривода оптимизированной конструкции (в основании привода (1) и в точке контакта (2)) и электростатической силы (3) от времени (а); и зависимость контактного давления привода оптимизированной конструкции от времени (б)

Fig. 6. Dependence of the displacement of the microproduct of an optimized design (at the base of the actuator (1) and at the contact point (2)) and the electrostatic force (3) on time (a); and dependence of the contact pressure of an optimized design actuator on time (b)

менения перемещения хорошо видно изменение наклона характеристики перемещения. По установленному контактному давлению можно отметить, что оптимизация конструкции позволила уменьшить скорость срабатывания привода (рис. 6, б), так, время срабатывания составило 0,194 мс.

4. Оптимизация возбуждающей нагрузки

Другим способом уменьшения времени срабатывания является повышение электростатической нагрузки. Ее повышение может быть достигнуто без увеличения управляющего напряжения методами оптимизации геометрии гребенчатого привода. На рис. 7, а показан первоначальный профиль стандартного гребенчатого привода. Уменьшение зазора между гребенчатым электродом позволяет увеличить электростатическую силу, однако есть ограниченные значения этого зазора, вызванные особенностями операции плазмохимического травления. Иным способом повышения нагрузки может быть изменение профиля электродов таким образом, чтобы при приближении к области контакта электростатическая сила увеличивалась. Такой характер может быть достигнут за счет оптимизации формы зазора

привода. Из зависимости на рис. 8 видно, что оптимизация формы зазора может позволить повысить электростатическую силу. При этом длина встречно-штыревого электрода составила 19 мкм вместо 26 мкм изначально. Уменьшения зазора можно достигнуть, изменив профиль травления встречно-штыревого электрода согласно рис. 7, б. Таким образом достигается сохранение аспектного отношения при плазмохимическом травлении и уменьшается зазор в приконтактной области [10]. На рис. 8 показано, что такое изменение геометрии привода приводит к существенному повышению электростатической нагрузки.

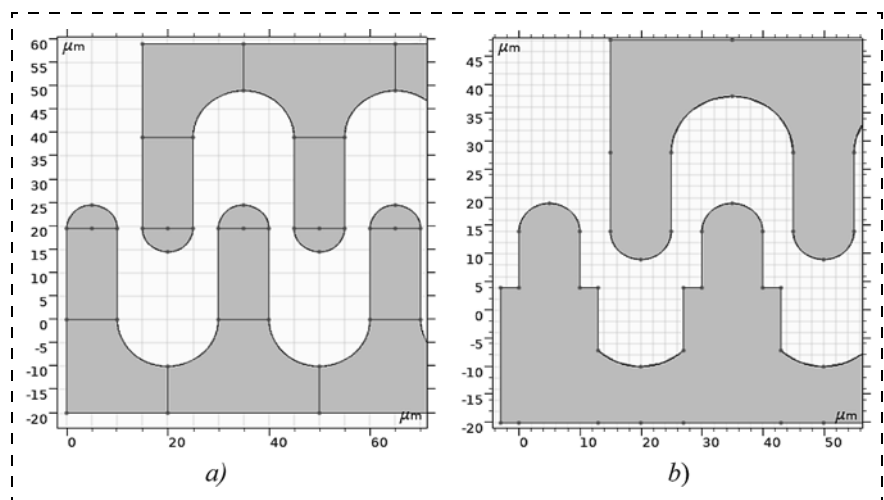


Рис. 7. Профиль гребенчатого привода: а — изначальный; б — оптимизированная геометрия привода

Fig. 7. Profile of the comb drive: a — initial; b — optimized drive geometry

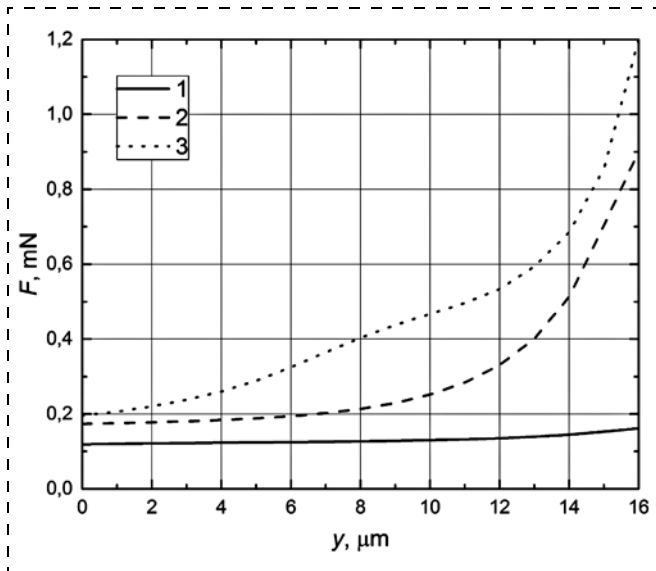


Рис. 8. Зависимость электростатической силы от смещения привода: 1 — изначальный; 2 — $l = 19$ мкм; 3 — переменный зазор

Fig. 8. Dependence of the electrostatic force on the displacement of the drive: 1 — initial; 2 — $l = 19 \mu\text{m}$; 3 — variable clearance

На рис. 9, *a* показаны результаты расчета перемещения привода во временной области при оптимизации зазора гребенчатого привода ($l = 19$ мкм). Соответствующая зависимость контактного давления во временной области показана на рис. 9, *b*. На рис. 9 видно уменьшение скорости срабатывания. Результаты расчета перемещения и контактного давления привода при оптимизации зазора

гребенчатого привода (переменный зазор) показаны на рис. 10, *a, b*.

Из рис. 9, 10 видно, что увеличение электростатической силы гребенчатого привода приводит к возрастанию скорости перемещения и более устойчивому контакту. Так, результаты моделирования показали возможность существенного уменьшения времени срабатывания за счет применения методов оптимизации конструкции гребенчатого привода.

5. Определение влияния демпфирования

Согласно выражению (1) снижение коэффициентов демпфирования может позволить повысить скорость перемещения привода. Это может быть достигнуто снижением диссипации энергии в окружающей среде. Так, за счет вакуумирования привода может быть достигнута добротность на уровне 10 000 для подобной механической системы [11, 12]. На рис. 11, *a, b* показано изменение контактного давления и перемещения во временной области при добротности 1000. Из этого рисунка видно, что повышение добротности системы приводит к уменьшению времени первоначального контакта относительно исходной конструкции. Однако большой импульс и высокая добротность приводят к увеличению времени установления контактного давления. Время срабатывания может быть оценено как 0,35 мс.

Время затухания колебаний может быть снижено за счет введения механического демпфера, поз-

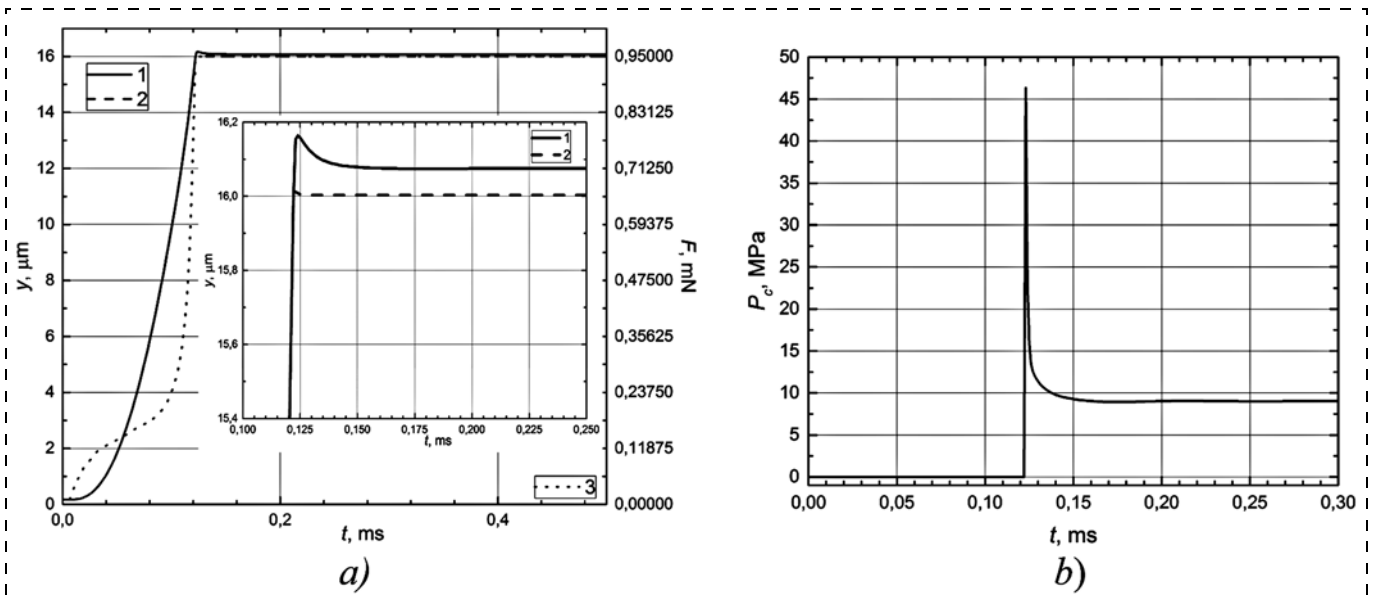


Рис. 9. Зависимость перемещения микропривода с оптимизированным зазором ($l = 19$ мкм) (в основании привода (1) и в точке контакта (2)) и электростатической силы (3) от времени (а); и зависимость контактного давления привода с оптимизированным зазором ($l = 19$ мкм) от времени (б)

Fig. 9. Dependence of the movement of a microdrive with an optimized gap ($l = 19 \mu\text{m}$) (at the base of the drive (1) and at the contact point (2)), and the electrostatic force (3) on time (a); and the dependence of the contact pressure of the drive with an optimized gap ($l = 19 \mu\text{m}$) on time (b)

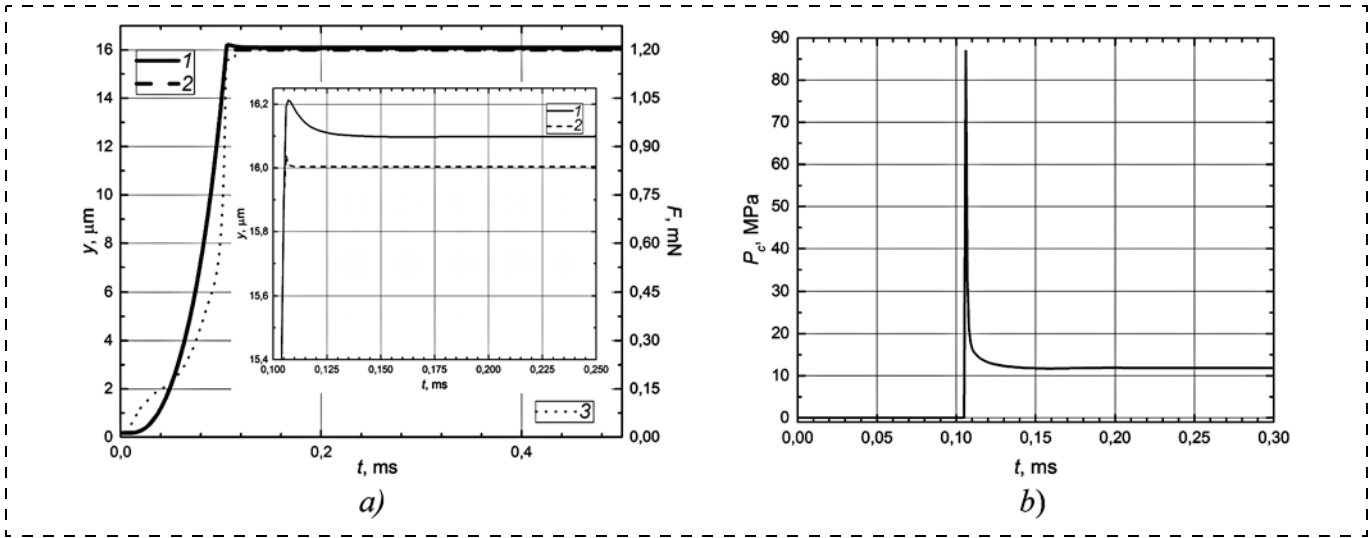


Рис. 10. Зависимость перемещения микропривода с переменным зазором (в основании привода (1) и в точке контакта (2)) и электростатической силы (3) от времени (a); и зависимость контактного давления с переменным зазором от времени (b)
Fig. 10. Dependence of the movement of the microdrive with a variable gap (at the base of the drive (1) and at the contact point (2)), and the electrostatic force (3) on time (a); and dependence of the contact pressure of the variable-gap drive on time (b)

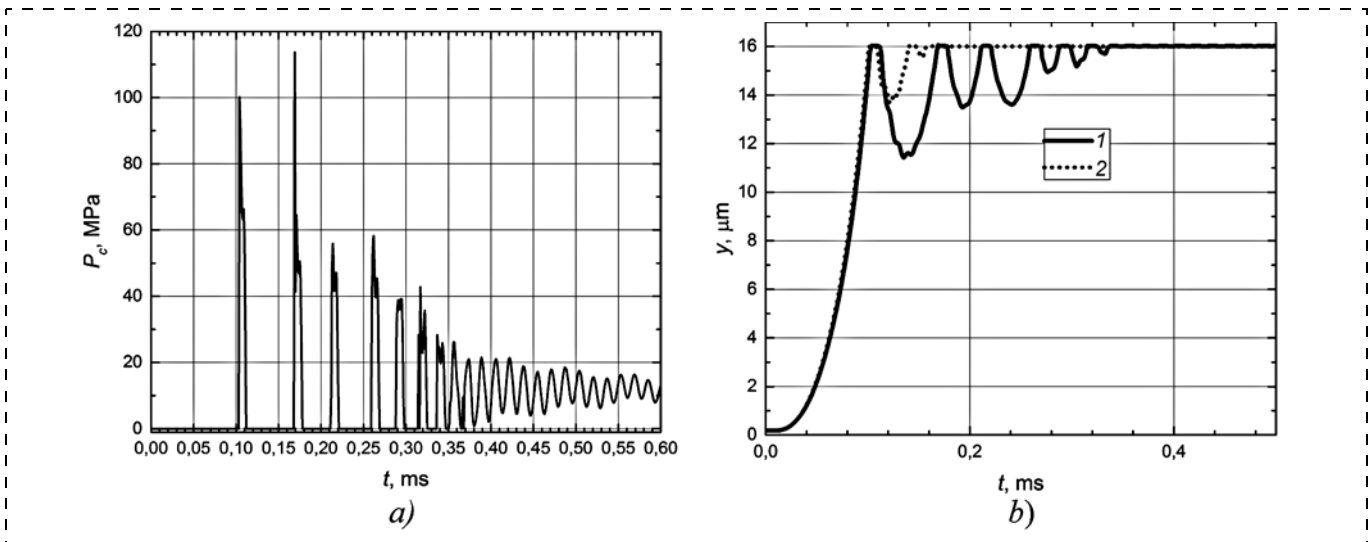


Рис. 11. Зависимость контактного давления (a) и перемещения микропривода от времени (1 — без механического демпфера; 2 — с механическим демпфером) (b)
Fig. 11. Dependence of the contact pressure (a) and the movement of the micro actuator on time (1 — without a mechanical damper; 2 — with a mechanical damper) (b)

воляющего снизить энергию импульса. На рис. 11, b показано перемещение привода во временной области без механического демпфера и с применением механического демпфера. Из рисунка видно,

что повышение добротности при использовании механического демпфера может уменьшить время срабатывания привода реле.

6. Обобщение

Проведение моделирования переходных процессов микрореле и применение методов оптимизации конструкции привода позволили добиться уменьшения скорости срабатывания реле. На рис. 12, a показано перемещение привода во временной области для различных стадий оптимизации привода (1 — изначальный привод; 2 — снижение массы микрореле; 3 — оптимизация зазора гребенчатого

Параметры <i>Parameters</i>	Стадии <i>Stages</i>			
	1	2	3	4
T , мс T , ms	0.26	0.194	0.12	0.105
P , МПа P , MPa	0.65	0.65	9	11.9

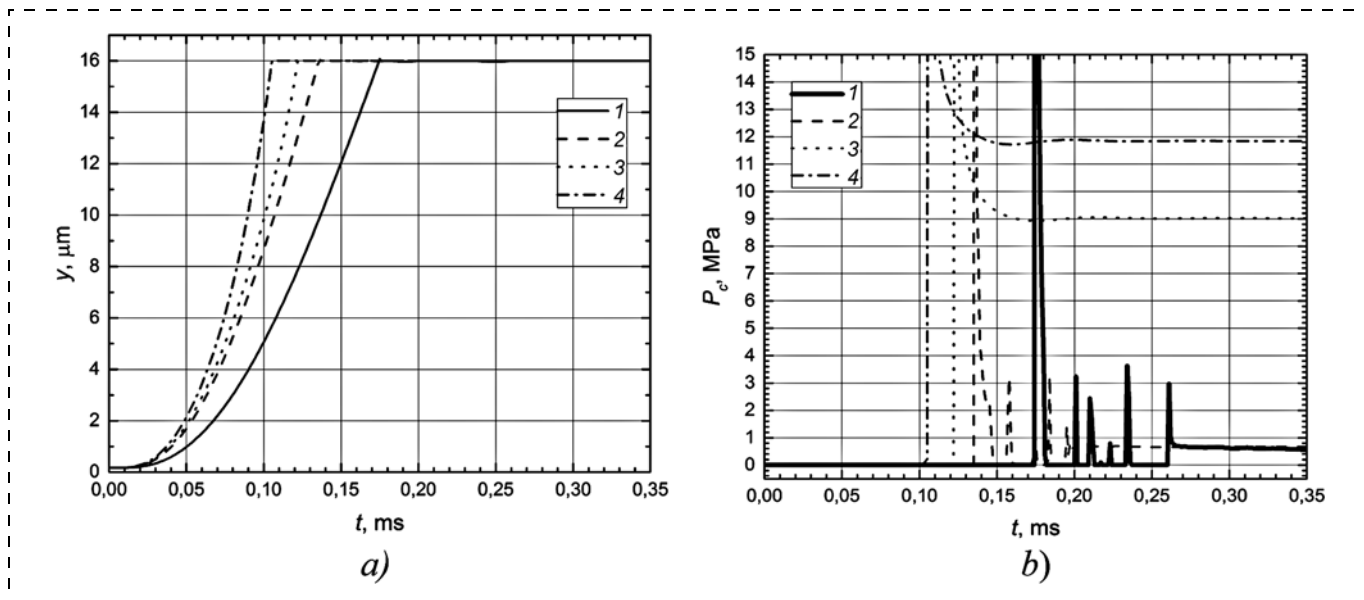


Рис. 12. Зависимость перемещения (а) и контактного давления от времени (б): 1 — изначальный привод; 2 — снижение массы; 3 — оптимизация зазора гребенчатого привода ($l = 19 \text{ мкм}$); 4 — переменный зазор привода

Fig. 12. Dependence of displacement (a) and contact pressure on time (b): 1 — initial drive; 2 — weight reduction; 3 — optimization of the clearance of the comb drive ($l = 19 \text{ }\mu\text{m}$); 4 — variable drive clearance

привода ($l = 19 \text{ мкм}$); 4 — оптимизация зазора гребенчатого привода (переменный зазор привода). По зависимости на рис. 12, б можно оценить время срабатывания и величину контактного давления.

В таблице приведены результаты оптимизации конструкции привода для уменьшения времени срабатывания (стадия 1 — изначальный привод; 2 — снижение массы микрореле; 3 — оптимизация зазора гребенчатого привода ($l = 19 \text{ мкм}$); 4 — оптимизация зазора гребенчатого привода (переменный зазор привода)).

Заключение

Применение методов оптимизации конструкции позволило уменьшить время срабатывания привода почти в 2,5 раза. Примененные методы позволяют увеличить контактное давление, что должно уменьшить контактное сопротивление.

Список литературы

1. Rebeiz G. M. RF MEMS: Theory, Design, and Technology // John Wiley & Sons: New York, NY, USA, 2004.
2. Nowacka M., Leidich S., Reuter D., Kurth S., Kuechler M., Bertz A., Gessner T. Micro arc welding for electrode gap reduction of high aspect ratio microstructures // Sensors and Actuators A: Physical. 2012. Vol. 188. P. 495–502, doi: 10.1016/j.sna.2011.12.026
3. Kurth S., Leidich S., Bertz A., Nowack M., Frömel J., Kaufmann C., Faust W., Gessner T., Akiba A., Ikeda K. Reliability enhancement of Ohmic RF MEMS switches // Proc. Reliability, Packaging, Testing, and Characterization of MEMS/MOEMS and Nanodevices X. 2011. Vol. 7928. P. 79280C, doi: 10.1117/12.875424

4. Akiba A., Mitarai S., Morita S., Ikeda K., Kurth S., Leidich S., Bertz A., Nowack M., Frömel J., Gessner T. A fast and low actuation voltage MEMS switch for mm-wave and its integration // Electron Devices Meeting (IEDM). 2010. Vol. 828.
5. Lysenko I. E., Tkachenko A. V., Sherova E. V., Nikitin A. V. Analytical Approach in the Development of RF MEMS Switches // Electronics. 2018. Vol. 7 (12), 415; doi: 10.3390/electronics7120415
6. Al-Dahleh R., Mansour R. R. High-capacitance-ratio warped-beam capacitive MEMS switch designs // J. Microelectromech. Syst. 2010. Vol. 19. P. 538–547.
7. Chang C., Chang P. Innovative micromachined microwave switch with very low insertion loss // Sens. Actuators A Phys. 2000. Vol. 79. P. 71–75.
8. Bozler C., Drangmeister R., Duffy S., Gouker M., Knecht J., Kushner L., Parr R., Rabe S., Travis L. MEMS microswitch arrays for reconfigurable distributed microwave components // In Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Salt Lake City, UT, USA, 16–21 July 2000. P. 587–591.
9. Crisfield M. A. Non-linear Finite Element Analysis of Solids and Structures. Vol. 2. Advanced Topics, John Wiley & Sons Ltd., England, 1997.
10. Патент РФ № 179133, МНК G01C 19/5621. Вибрационный гироскоп LL-типа / Некрасов Я. А., Казакин А. Н., Комаревцев И. М., Пятыхев Е. Н., Эннс Я. Б. опублик. 28.04.2018.
11. Pyatishev E. N., Enns Y. B., Kleimanov R. V., Komarevsev I. M., Kazakin A. N. Increasing the capacity of micro-mechanical gyroscope comb actuator using bistable suspension // 25th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems. 2018. P. 1–3. Doi: 10.23919/ICINS.2018.8405903.
12. Эннс Я. Б., Пятыхев Е. Н., Акульшин Ю. Д., Эннс П. Б. Бистабильное микромеханическое реле на основе потери устойчивости нелинейных упругих структур // Нано- и микросистемная техника. 2018. Т. 20, № 11. С. 688–695. Doi: 10:17587/nmst.20.688-695.

Y. B. Enns, Engineer¹, Postgraduate Student², ennsjb@gmail.com,

¹ Saint Petersburg Academic University of the Russian Academy of Sciences, Saint Petersburg, Russian Federation,

² Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Saint Petersburg, Russian Federation,

A. V. Fyodorov, Industrial Engineer, fedorov_av@sktbrt.ru,

P. B. Enns, Deputy Chief Engineer, Chief Technologist, enns_pb@sktbrt.ru,

V. A. Zalevskaya, Deputy Director of the Technology Department, zalevskaya_va@sktbrt.ru, Special Design-Engineering Bureau for Relay Equipment, Joint-Stock Company, Veliky Novgorod, Russian Federation

Corresponding author:

Fyodorov Andrei V., Industrial Engineer, Special Design-Engineering Bureau for Relay Equipment, Joint-Stock Company, Veliky Novgorod, Russian Federation, fedorov_av@sktbrt.ru

Relay Design Optimization, Built According to Bulk Microsystem Technology to Reduce Time Delay

Received on June 04, 2019

Accepted on July 29, 2019

In this work is presented the design of the high-frequency microelectromechanical relay, built according to the bulk microsystem technology (MST). Methods to optimize the relay design were chosen to reduce the time delay. Time delay and contact pressure values of the initial design of the MST relay and different variations of the optimized designs were determined using physicomathematical model approach. It became possible to reduce the time delay of the MST relay almost by a factor of 2.5 due to the actuator mass reduction, electrostatic load increasing and damping coefficient reducing. Applied optimization methods also make it possible to increase the contact pressure by a factor of 18, which intends to reduce the contact resistance and loss of high quality signal when relay contacts are closed.

Keywords: MST relays, bulk MST technology, comb electrostatic drive, reduced response time, simulation, micro-drive movement, contact pressure

For citation:

Enns Y. B., Fyodorov A. V., Enns P. B., Zalevskaya V. A. Relay Design Optimization, Built According to Bulk Microsystem Technology to Reduce Time Delay, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 11, pp. 652—661

DOI: 10.17587/nmst.21.652-661

Introduction

Microsystem technology products (MST) are widely used in switching technology as high-frequency (HF) relays and switches, variable capacitors and filters. These devices provide low losses and a high degree of isolation with high allowable signal power and low control power [1]. Compared to semiconductor analogues, microelectromechanical relays require higher control voltages and have a lower switching speed between states [1].

The overwhelming majority of micromechanical electrical relays and switches designs are based on the surface technology of the MST. In connection with the development of deep plasma-chemical etching processes, RF relays made using the bulk MST technology have become widespread [2—4]. Unlike products made by surface technology, the movement of the movable part of these relays is predominantly lateral (along the base of the substrate). Manufacturing technology and the nature of the movement impose their own characteristics on the design process of these devices. For such products, there is an acute problem of reducing the response time [4]. To solve this problem, it is necessary to develop special design methods.

1. Description of the original relay design

The microelectromechanical relay is manufactured using the bulk technology of microsystem technology using deep plasma-chemical etching. The electromechanical structure is made in a silicon plate orientation (100), a thickness of 75 μm. The base is a glass substrate (LK-5 brand), which is connected to a silicon wafer by the method of anode splicing of wafers. Fig. 1 shows a photograph of the manufactured bulk micro relay.

The electromechanical structure of the relay drive consists of an elastic suspension system (elastically connected beam silicon elements) and an electrostatic drive in the form of an interdigital structure (comb drive). The behavior parameters of this system can be described using the differential equation of motion [1, 5]:

$$m\ddot{y} + c\dot{y} + ky = F(l, t); \quad (1)$$

$$F(l, t) = \frac{n\epsilon\epsilon_0(l(t) \cdot w)U^2}{z}, \quad (2)$$

where m is the effective mass of the drive; c is the attenuation parameter; k is the stiffness coefficient; y is the movement of the drive at time t ; F is the electrostatic force; ϵ is the dielectric constant of the medium; ϵ_0 is the

electric constant; w , l , and z are the width, overlap length, and interelectrode gap of the interdigital electrodes of the comb drive. As can be seen from equation (1), the response time of the relay depends on the amplitude of displacement y , the mass of the drive m , the loss coefficient c , rigidity k , and electrostatic force F .

The displacement value is set by the distance between the contacts (16 μm), which ensures the required level of high-frequency signal losses in the open state of the relay. Thus, reducing the distance between the contacts is impractical. Reducing rigidity is also impractical without reducing the mass of the drive due to the requirements for structural stability by external mechanical influences.

2. Determination of the response time of the original design

The response time of the bulk micro relay was experimentally determined. As preliminary tests showed, the response time of the relay was 0.28...0.32 ms when the drive was energized with a voltage of 90 V. The time dependence of the voltage rise of the power source is shown in fig. 2. The tests were carried out in a gaseous atmosphere at atmospheric pressure.

To optimize the design of the drive in order to reduce the response time, a numerical model was validated according to experimentally obtained data. Using finite element methods, the response time of the micro-mechanical relay was determined. Modeling was carried out in the software package of multiphysical modeling. To calculate the movement of the drive in the time domain, a preliminary assessment was made of the parameters of the electrostatic force of the comb drive and energy dissipation. Energy dissipation was determined taking into account the viscoelastic resistance of the air at the response time and at the resonant frequency of the mechanical system [1, 6–8]. So, at ambient atmospheric pressure, the quality factor of the mechanical system Q was ≈ 10 . The obtained data make it possible to set the load and dissipative boundary conditions of the mechanical problem.

The task of determining the response time includes the solution of the contact problem. The contact problem was formulated using the methods of penalty functions [9]. The contact force F_c is defined as

$$F_c = \begin{cases} t_n - e_n g, & g < 0; \\ t_n + \exp\left(-\frac{e_n}{t_n} g\right), & g \geq 0, \end{cases} \quad (3)$$

where t_n is a preliminary estimate of the contact force; e_n is the penalty coefficient, g is the gap between the contact electrodes. Fig. 3 (see the 3-rd side of cover) shows a map of displacements and stresses at a steady state at a time of 1 ms.

The displacements were determined based on a predefined dependence of the force on the displace-

ment $F(l)$. The time dependence of the voltage rise was obtained based on the experimental data of the signal from the source U (see fig. 2). In fig. 4, *a* shows the dependence of the movement of the micro drive (at the contact points and the base of the drive) and the electrostatic force on time. The response time can be determined by the dependence of the contact pressure (fig. 4, *b*), corresponding to the time the pressure exits into the established mode. So the estimated response time was 0.26 ms. In addition, it is possible to evaluate the contact pressure affecting the final resistance of the drive. A sharp jump in pressure at the contact is due to the high pulse value at the initial contact.

The results of a preliminary assessment of the response time of the bulk microrelay showed good convergence with experimental data. The deviation from the experimental values can be explained by the insufficient accuracy of determining the geometric parameters, as well as by internal mechanical stresses in the elastic suspension of the micro-relay drive, caused by the difference in the temperature expansion coefficients.

3. Shape optimization

Preliminary estimation of the drive showed the possibility of optimizing its geometry in order to reduce mass. However, it is worth paying attention that such structures, including a comb drive, are sensitive to transverse and bending deformations of the comb structure. Thus, optimization of the drive geometry can be carried out on the basis of maintaining the level of rigidity and reducing the mass of the drive. The optimization parameters can be the resonant frequency and mass of the drive. Such optimization made it possible to achieve a significant reduction in the mass of the drive, and, consequently, in increasing the resonant frequency. Fig. 5 (see the 3-rd side of cover) shows the results of determining the first mode of resonance oscillations.

Based on the geometry optimization, the displacement values were determined when the control signal was applied (fig. 6, *a*). The nature of the change in displacement clearly shows the change in the slope of the displacement characteristic. According to the established contact pressure, it can be noted that the design optimization made it possible to reduce the response speed of the drive (fig. 6, *b*). So the response time was 0.194 ms.

4. Optimization of exciting load

Another method to reduce the response time is to increase the electrostatic load. Its increase can be achieved without increasing the control voltage by optimizing the geometry of the comb drive. Fig. 7, *a* shows the initial profile of a standard comb drive. Reducing the gap between the comb electrode can increase the electrostatic force, however, there is a limitation on the value of this gap caused by the features of the plasma-chemical etching operation. Another way to increase the load can be to change the profile of the

electrodes so that when approaching the contact area, the electrostatic force increases. This character can be achieved by optimizing the shape of the drive clearance. From the dependence in fig. 8 it can be seen that optimizing the shape of the gap can increase the electrostatic force. The length of the interdigital electrode was 19 μm instead of 26 μm initially. A reduction in the gap can be achieved by changing the etching profile of the interdigital electrode according to fig. 7, *b*. Thus, the aspect ratio is maintained during plasmochemical etching and the clearance in the near-contact region is reduced [10]. Fig. 8 shows that such a change in drive geometry leads to a significant increase in electrostatic load.

Fig. 9, *a* shows the results of calculating the movement of the drive in the time domain when optimizing the clearance of the comb drive ($l = 19 \mu\text{m}$). The corresponding dependence of the contact pressure in the time domain is shown in fig. 9, *b*. Fig. 9 shows a decrease in the response speed. The results of calculating the displacement and contact pressure of the drive when optimizing the clearance of the comb drive (variable clearance) are shown in fig. 10, *a, b*.

From fig. 9, 10 it is seen that an increase in the electrostatic force of the comb drive leads to an increase in the speed of movement and a more stable contact. So, the simulation results showed the possibility of significantly reducing the response time due to the use of optimization methods for the design of the comb drive.

5. Determining the effect of damping

According to the equation (1), a decrease in damping coefficients may allow an increase in the speed of movement of the drive. This can be achieved by reducing the dissipation of energy in the environment. So, due to the vacuum of the drive, a quality factor of 10,000 can be achieved for such a mechanical system [11, 12]. Figs. 11, *a, b* show the change in contact pressure and displacement in the time domain at a Q factor of 1000. It can be seen from this figure that an increase in the Q factor of a system reduces the initial contact time relative to the initial structure. However, a large impulse and high quality factor lead to an increase in the time for establishing contact pressure. The response time can be estimated as 0.35 ms.

The oscillation decay time can be reduced by introducing a mechanical damper, which reduces the pulse energy. Fig. 11, *b* shows the movement of the drive in the time domain without a mechanical damper and using a mechanical damper. It can be seen from the figure that an increase in the quality factor when using a mechanical damper can reduce the response time of the relay drive.

6. Generalization

Simulation of transient micro-relays and the application of drive design optimization methods have made it possible to reduce the response speed of the relay. Fig. 12, *a* shows the movement of the drive in the

time domain for various stages of optimization of the drive (1 — initial drive; 2 — reduction in the mass of the micro-relay; 3 — optimization of the clearance of the comb drive ($l = 19 \mu\text{m}$); 4 — optimization of the clearance of the comb drive (variable drive clearance). According to the dependence in fig. 12, *b*, the response time and contact pressure can be estimated.

The table shows the results of optimizing the drive design to reduce the response time (stage 1 — initial drive; 2 — reducing the mass of the micro relay; 3 — optimization of the clearance of the comb drive ($l = 19 \mu\text{m}$); 4 — optimization of the clearance of the comb drive (variable drive clearance)).

Conclusion

The use of design optimization methods has reduced the response time of the drive by almost 2.5 times. Applied methods can increase contact pressure, which should reduce contact resistance.

References

1. Rebeiz G. M. *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*, New York, NY, USA, John Wiley & Sons, 2004, 512 p.
2. Nowacka M., Leidich S., Reuter D., Kurth S., Kuechler M., Bertz A., Gessner T. Micro arc welding for electrode gap reduction of high aspect ratio microstructures, *Sensors and Actuators A: Physical*, 2012, vol. 188, pp. 495—502.
3. Kurth S., Leidich S., Bertz A., Nowack M., Frömel J., Kaufmann C., Faust W., Gessner T., Akiba A., Ikeda K. Reliability enhancement of Ohmic RF MEMS switches, *Proc. Reliability, Packaging, Testing, and Characterization of MEMS/MOEMS and Nanodevices X*, 2011, vol. 7928.
4. Akiba A., Mitarai S., Morita S., Ikeda K., Kurth S., Leidich S., Bertz A., Nowack M., Froemel J., Gessner T. A fast and low actuation voltage MEMS switch for mm-wave and its integration, *Electron Devices Meeting (IEDM)*, 2010, vol. 828.
5. Lysenko I. E., Tkachenko A. V., Sherova E. V., Nikitin A. V. Analytical Approach in the Development of RF MEMS Switches, *Electronics*, 2018, vol. 7 (12), p. 415.
6. Al-Dahleh R., Mansour R. R. High-capacitance-ratio warped-beam capacitive MEMS switch designs, *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2010, vol. 19, pp. 538—547.
7. Chang C., Chang P. Innovative micromachined microwave switch with very low insertion loss, *Sensors and Actuators A: Physical*, 2000, vol. 79, pp. 71—75.
8. Bozler C., Drangmeister R., Duffy S., Gouker M., Knecht J., Kushner L., Parr R., Rabe S., Travis L. MEMS microswitch arrays for reconfigurable distributed microwave components, In *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Salt Lake City, UT, USA, 16—21 July, 2000, pp. 587—591.
9. Crisfield M. A. *Non-linear Finite Element Analysis of Solids and Structures*, vol. 2: Advanced Topics, England, John Wiley & Sons Ltd., 1997, 498 p.
10. Nekrasov Ja. A., Kazakin A. N., Komarevcev I. M., Pjatyshv E. N., Jenns Ja. B. *Patent RU 179133 U1*, 28.04.2018 (in Russian).
11. Pyatyshev E. N., Enns Y. B., Kleimanov R. V., Komarevcev I. M., Kazakin A. N. Increasing the capacity of micro-mechanical gyroscope comb actuator using bistable suspension, *25th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems*, 2018, pp. 1—3.
12. Jenns Ja. B., Pjatyshv E. N., Akul'shin Ju. D., Jenns P. B. Bistabil'noe mikromekhanicheskoe rele na osnove poteri ustojchivosti nelinejnyh uprugih struktur, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2018, vol. 20, no. 11, pp. 688—695.

В. А. Иовдальский, д-р техн. наук, нач. лаборатории, teh.buro208@gmail.com, АО "НПП "Исток" им. А. И. Шокина, г. Фрязино, Московская область,
И. А. Соколов, канд. техн. наук, Ген. директор — Генеральный конструктор, sokoloff@niimp.ru, АО "НИИ Микроприборов им. Г. Я. Гуськова", Москва, г. Зеленоград

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ L-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ LDMOS-ТЕХНОЛОГИИ

Поступила в редакцию 06.09.2019

Рассмотрены основные проблемы и особенности построения передающего модуля L-диапазона на основе LDMOS-транзисторов, предназначенного для размещения в съемном антенно-электронном блоке активной передающей фазированной антенной решетки L-диапазона. Приведены результаты разработки, а также экспериментальные данные измерений. В результате разработки удалось создать высокотехнологичный передающий усилительный модуль с высокой степенью интеграции компонентов: внешние габаритные размеры — не более $300 \times 100 \times 30$ мм, масса — не более 2,0 кг, максимальная выходная импульсная мощность составила не менее 200 Вт в квазинепрерывном режиме работы (длительность импульсов — 16 мс, скважность — 2).

Ключевые слова: передающий модуль, L-диапазон, импульсная мощность, фронт импульса, спад импульса, коэффициент полезного действия

Введение

Интенсивное развитие и внедрение современных высокочастотных полевых транзисторов на основе LDMOS- (Lateral Double Diffuse MOS) технологии [1, 2] позволили создать промышленные образцы модулей, способных функционировать в квазинепрерывном режиме работы. Эти модели используют в системах радиосвязи и радиолокации.

Проектирование таких модулей началось в начале XXI века, когда на рынке стали появляться LDMOS-транзисторы, а GaN технология еще только зарождалась. Реализовать передающий модуль в квазинепрерывном режиме работы на основе биполярных транзисторов не представлялось возможным, так как этот тип полупроводниковых приборов предназначен для работы с достаточно короткими радиоимпульсами и большой скважностью.

И в настоящее время полевые транзисторы на основе LDMOS-технологии все активнее применяются для построения передающих каналов в L- и S-диапазонах и они вытесняют биполярные транзисторы. Транзисторы на основе LDMOS-технологии имеют существенно лучшие характеристики по таким параметрам, как коэффициент усиления по мощности, коэффициент полезного действия, электрическая и тепловая стабильность, устойчивость к рассогласованию нагрузки, высокая линейность, уровень максимально допустимой рассеиваемой мощности и надежность [3, 4].

Достоинства LDMOS-транзисторов

В работе [5] достаточно подробно и доступно описаны основные преимущества и области применения LDMOS-транзисторов.

LDMOS-транзисторы выполнены в металлокерамических корпусах, причем в ряде случаев, с золотой металлизацией. Допустимая температура полупроводникового перехода, как правило, $+200$ °С. Мощные LDMOS-транзисторы имеют малое тепловое сопротивление переход—корпус ($R_{п-к}$), достигающее значения $0,10$ °С/Вт. Помимо металлокерамических используют и более дешевые корпуса из термостойкого пластика (допустимая температура — $+150...+165$ °С).

Двухтактные полевые транзисторы смонтированы на одном фланце, кристаллы подобраны по характеристикам, оба транзистора включаются по схеме с общим истоком, что позволяет уменьшить индуктивность общего вывода, улучшить согласование, расширить рабочую полосу частот. Кроме того, эффективно подавляются четные гармоники. Транзисторы содержат внутренние входные и выходные цепи согласования, что облегчает их каскадирование при последовательном соединении.

LDMOS-транзисторы обладают отличной термостабильностью, которая достигается за счет отрицательного температурного коэффициента, обусловленного технологией изготовления кристалла: перегрев не столь критичен для этих приборов. При изменении температуры корпуса в 5 раз (от -25 до $+100$ °С) напряжение затвор-исток ме-

няется не более чем на $\pm 5\%$ по отношению к напряжению затвор-исток при температуре корпуса $+25\text{ }^\circ\text{C}$.

Через затвор ток не протекает (за исключением токов утечки), поэтому у полевых транзисторов входные импедансы могут быть высокими, их предельные значения связаны с наличием емкостей и токов утечки. На больших токах и напряжениях МОП-транзисторы выглядят более предпочтительно по сравнению с биполярными. В биполярном транзисторе необходим высокий ток базы (обычно 10% и более от тока коллектора) для того, чтобы он вошел в глубокое насыщение, в полевом транзисторе ток затвора нулевой при смещении на затворе $2\text{...}5\text{ В}$.

Одним из основных требований, предъявляемых к усилителю, является стабильность усиления в рабочем диапазоне частот. При анализе зависимости выходной мощности от входной 200-ваттного биполярного транзистора в L - и S -диапазонах можно заметить, что усиление транзистора изменяется в зависимости от мощности входного сигнала. Прибор, построенный на основе LDMOS-транзистора, не имеет таких недостатков. Приборы подобного класса показывают хорошую линейность в широком динамическом диапазоне. LDMOS-транзистор при мощности 200 Вт далек от насыщения, динамический диапазон составляет более 30 дБ . Более того, усиление транзистора составляет 14 дБ по сравнению с 8 дБ у биполярного транзистора. Применение этого прибора позволяет уменьшить число каскадов усилителя и уменьшить его габаритные размеры.

LDMOS-транзисторы обладают высокой устойчивостью к рассогласованию на выходе (коэффициент стоячей волны по напряжению КСВН < 5), что достигается благодаря высокому напряжению пробоя (около 80 В). Биполярные приборы допускают работу на нагрузку с максимальным значением КСВН = 2 .

Следует также отметить чрезвычайно высокое прогнозируемое время безотказной работы (MTBF) подобных приборов — от 2600 до 4800 лет при температуре $130\text{ }^\circ\text{C}$ и более 1700 лет при температуре $200\text{ }^\circ\text{C}$, что существенно выше, чем у прибо-

ров, выполненных по биполярной и традиционной MOS-технологии.

Конструкция прибора не содержит токсичного оксида бериллия (BeO). При отсутствии изолятора из оксида бериллия вывод истока на кристалле соединяется напрямую с теплоотводящим радиатором, что снижает тепловое сопротивление.

LDMOS-транзисторы имеют малое время переключения при сохранении усиления и линейности в широком динамическом диапазоне. Время переключения составляет менее 50 нс при выходной мощности около $52,4\text{ дБмВт}$. В биполярной же технологии быстрое время переключения при больших выходных мощностях труднодостижимо, что является особенностью этой технологии.

Важным преимуществом LDMOS-технологии по сравнению с биполярной является то, что полевой транзистор включен по схеме с общим истоком (исток соединен с землей). Такое включение уменьшает паразитную индуктивность истока и позволяет создать в транзисторе лучшие условия для отвода теплоты. В биполярном же транзисторе большинство кремния занимает область коллектора, которая должна быть электрически изолирована от земли (радиатора), что затрудняет отвод теплоты.

Слой $P+$ служит для создания хорошего электрического контакта между истоком и землей. При этом отпадает надобность в использовании соединительных проводников, и, следовательно, уменьшается индуктивность затвора. Между затвором и стоком помещен экранирующий слой, уменьшающий емкость цепи обратной связи. Предельно малые значения индуктивности затвора, емкости обратной связи и последовательного сопротивления затвора являются причиной повышенного коэффициента усиления: примерно на 7 дБ выше, чем у биполярных транзисторов.

В табл. 1—4 представлены импульсные LDMOS-транзисторы L -диапазона, выпускаемые ведущими мировыми производителями.

Необходимо отметить достижения в области LDMOS-технологии компании HVVi Semiconductors, которой удалось создать транзистор с номинальным напряжением питания 50 В (напряжение

Таблица 1
Table 1

LDMOS-транзисторы компании Infineon
LDMOS transistors from Infineon Company

Наименование <i>Name</i>	Диапазон частот, ГГц <i>BW, GHz</i>	K_p , дБ (тип.) K_p , dB (typ)	P_{1dB} (тип.) P_{1dB} (typ.)	КПД (тип.) <i>Coefficient of efficiency (typ.)</i>	Напряжение питания, В <i>Supply voltage, V</i>
PTFA142401	1.45...1.55	15,5 dB 1.475 GHz	240 W 1.475 GHz	52 % 1.475 GHz	30
PTFA140451	1.45...1.55	17,5 dB 1.50 GHz	60 W 1.50 GHz	54 % 1.50 GHz	28

Таблица 2
Table 2

LDMOS-транзисторы компании Philips Semiconductors
LDMOS transistors from Philips Semiconductors Company

Наименование <i>Name</i>	Диапазон частот, ГГц <i>BW, GHz</i>	K_p , дБ (тип.) K_p , dB (typ)	$P_{\text{пик}}$, Вт (мин) P_{peak} , W (min)	КПД, % (мин) <i>Coefficient of efficiency (min)</i>	Напряжение питания, В <i>Supply voltage, V</i>
BLL1214-250	1.20...1.40	12	250 (1ms, 10 %)	42	36
BLL1214-35	1.20...1.40	13	35 (1ms, 10 %)	43	36

Таблица 3
Table 3

LDMOS-транзисторы компании HVVi Semiconductors
LDMOS transistors of HVVi Semiconductors Company

Наименование <i>Name</i>	Диапазон частот, ГГц <i>BW, GHz</i>	K_p , дБ (тип.) K_p , dB (typ)	$P_{\text{пик}}$, Вт (мин) P_{peak} , W (min)	КПД, % (тип.) <i>Coefficient of efficiency (typ)</i>	Напряжение питания, В <i>Supply voltage, V</i>
HVV1011-600	1.030...1.090	17.3	600 (50 ms, 2 %)	53	50
HVV1214-250L	1.20...1.40	17.0	250 (2 ms, 10 %)	48	50

Таблица 4
Table 4

LDMOS-транзисторы компании Integra
LDMOS transistors of Integra Technologies Company

Наименование <i>Name</i>	Диапазон частот, ГГц <i>BW, GHz</i>	K_p , дБ (мин) K_p , dB (min)	$P_{\text{пик}}$, Вт (мин) P_{peak} , W (min)	КПД, % (мин) <i>Coefficient of efficiency (min)</i>	Напряжение питания, В <i>Supply voltage, V</i>
ILD1012S500HV	1.025...1.150	15.8	500 (10 us, 1 %)	45	50
ILD1011M550HV	1.030...1.090	16.3	550 (50 us, 2 %)	42	50
ILD1214L250	1.21...1.40	10.0	250 (1 ms, 10 %)	45	30
ILD1214EL200	1.21...1.40	10.0	200 (16 ms, 50 %)	38	30

пробоя — 102 В), реализующий в диапазоне частот 1,2...1,4 ГГц уровень выходной пиковой мощности 250 Вт (длительность импульсов — 2 мс, скважность — 10) при высоком значении КПД, равном 48 %, и рекордно высоком значении коэффициента усиления (17 дБ).

Микросборка ОУМ

Микросборка оконечного усилителя мощности (ОУМ), примененная в модуле, построена на основе LDMOS-транзисторов компании Integra Technologies (рис. 1, см. четвертую сторону обложки).

Массогабаритные характеристики микросборки позволяют применять ее в передающих модулях, предназначенных для установки в "плотную" активную фазированную антенную решетку (АФАР) с ограничениями поперечного сечения: ширина модуля — порядка $\lambda/2$, высота — $\lambda/4$, где λ — длина волны.

Результаты экспериментальных исследований характеристик макета микросборки представлены в табл. 5.

Структурно-функциональное построение модуля

Функциональная схема передающего модуля приведена на рис. 2.

Таблица 5
Table 5

Результаты экспериментальных исследований макета микросборки: $U_{dc} = +30\text{В}$ (4700 мкФ); $I_{do} = 0,36\text{А}$
Results of the experimental studies of the microassembly model: $U_{dc} = +30\text{V}$ (4700 μF); $I_{do} = 0.36\text{A}$

Параметры импульсов <i>Pulse parameters</i>	F , ГГц F , GHz	1.215	1.3	1.4
	$P_{\text{вх}}$, Вт $P_{\text{ин}}$, W		1.6	1.6
$\tau = 16\text{ ms}$ $Q = 2$	$P_{\text{вых}}$, Вт P_{out} , W	259	300	230
	I_{dc} , А	10.7	11.2	9.2
	КПД, % <i>Coefficient of efficiency, %</i>	40.3	44.6	41.7
	$P_{\text{вых}}$, Вт P_{out} , W	275	326	244
$\tau = 0,2\text{ ms}$ $Q = 20$	I_{dc} , А	1.52	1.56	1.32
	КПД, % <i>Coefficient of efficiency, %</i>	30.2	34.8	30.8
	Примечание: τ — длительность импульса; Q — скважность <i>Note: τ — pulse duration; Q — pulse ratio</i>			

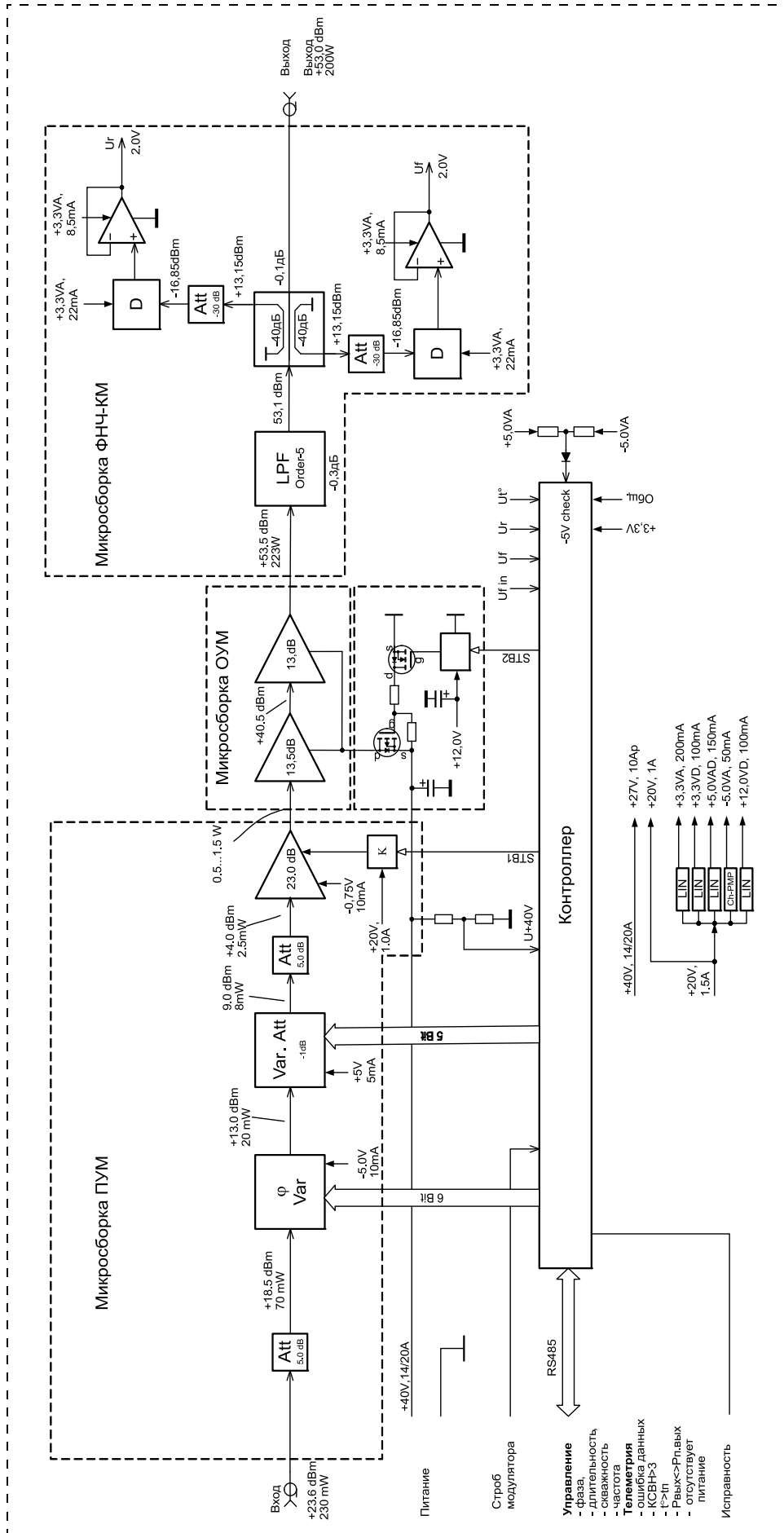


Рис. 2. Функциональная схема передающего модуля: L-диапазон 1,2...1,4 ГГц. Параметры радиоимпульса: при $\tau = 1...16$ мс, $Q = 2...3$; при $\tau = 0,2...0,8$ мс, $Q = 10...20$
Fig. 2. Functional diagram of the module: L-range 1.2...1.4 GHz. Radio pulse parameters: at $\tau = 1...16$ ms, $Q = 2...3$; at $\tau = 0.2...0.8$ ms, $Q = 10...20$

В состав модуля входят: цифровой фазовращатель, цифровой аттенуатор, предварительный усилитель мощности (ПУМ), ОУМ, фильтр нижних частот (ФНЧ), схема контроля мощности, модулятор питания усилителя мощности, устройство управления и контроля (контроллер).

На входе модуля установлены цифровые фазовращатель и аттенуатор со встроенными драйверами для управления сигналами TTL-логики. Входной сигнал с уровнем порядка 23 дБмВт поступает на высокочастотный вход канала и через фиксированный аттенуатор поступает на фазовращатель NC1220C-112. Фиксированные аттенуаторы представляют собой миниатюрные резистивные микросборки на керамических подложках с входным и выходным сопротивлениями 50 Ом с ослаблением от 0 до 30 дБ, характеристики которых в диапазоне до 5 ГГц следующие: отклонение ослабления от номинального значения $\pm 0,2$ дБ, типовое значение КСВН = 1,15, максимальная входная мощность в непрерывном режиме не более 1,0 Вт. На схеме рис. 2 значение ослабления выбрано –5 дБ и подбирается экспериментально исходя из соображений необходимого сквозного коэффициента передачи и устойчивости усилительного тракта в целом.

Фазовращатель NC1220C-112 представляет собой миниатюрную шестибитную аналого-цифровую микросхему, предназначенную для работы в диапазоне частот 0,9...1,4 ГГц со следующими основными характеристиками: диапазон регулировки фазы — 0...360° с шагом 5,6°; значение КСВН по входу и выходу — не более 1,5; максимальное вносимое затухание — не более 6 дБ, максимальная входная мощность в непрерывном режиме — не более 100 мВт.

Сигнал после фазовращателя поступает на цифровой пятибитный аттенуатор HMC539LP3, предназначенный для работы в диапазоне частот до 4 ГГц со следующими основными характеристиками: диапазон регулировки ослабления (затухания) — от 0 до 7,75 дБ с шагом 0,25 дБ, значение КСВН по входу — не более 1,5; максимальное вносимое затухание — 1,5 дБ; максимальная входная мощность в непрерывном режиме — не более 800 мВт. Аттенуатор предназначен для выравнивания АЧХ канала (равномерность выходной мощности в диапазоне рабочих частот и при различных длительностях и скважностях радиоимпульсов), а также для стабилизации уровня выходной мощности при воздействии дестабилизирующих факторов (в диапазоне рабочих температур, при разогреве модуля, при изменении напряжения питания и др.).

После цифрового аттенуатора сигнал через второй фиксированный аттенуатор (5 дБ) поступает на ПУМ AM003536WM-BM-R компании

"AMCOM", согласованный по входу и выходу, с волновым сопротивлением 50 Ом.

Фазовращатель, аттенуаторы и предварительный усилитель расположены на микросборке ПУМ, внешний вид которой приведен на рис. 3 (см. четвертую сторону обложки).

Далее сигнал поступает на вход ОУМ. После усиления в ОУМ сигнал подается на микросборку ФНЧ и контроля мощности (ФНЧ-КМ), внешний вид которой изображен на рис. 4 (см. четвертую сторону обложки).

Измеренные характеристики микросборки ФНЧ-КМ в рабочем диапазоне частот 1,2...1,4 ГГц: максимальные вносимые потери — не более 0,5 дБ; значение КСВН — не более 1,35; значение затухания в полосе заграждения 2,4...2,8 ГГц — не менее 45 дБ.

ФНЧ необходим для фильтрации гармонических составляющих в спектре выходного сигнала оконечного усилителя мощности, которые обычно составляют 20...25 дБ относительно основного сигнала в случае построения усилителя на полевых транзисторах. Таким образом, применение ФНЧ позволило эффективно подавить гармоники до уровня не менее 60 дБ относительно основного сигнала.

Контроллер модуля предназначен для управления и обработки телеметрической информации, а также для связи с внешним устройством управления модуля. Контроллер разработан на основе микропроцессора dsPIC30F4011, характеристики которого нормируются в расширенном диапазоне рабочих температур от –40 до +125 °С.

Управление режимами работы модуля осуществляется по стыку RS-485, организованному между контроллером и внешним устройством управления модуля (ПЭВМ). Прием/передача данных осуществляются асинхронно, скорость передачи — приблизительно 500 кбит/с (16 бит данных).

Командами по последовательному порту задаются значение рабочей частоты, уровень выходной мощности, значение фазы, параметры импульсов (длительность и скважность).

От усилительного тракта по последовательному порту передается следующая телеметрическая информация: значение напряжения, пропорциональное падающей мощности; значение напряжения, пропорциональное температуре корпуса транзистора оконечного усилителя; значение напряжения питания.

Телеметрическая информация опрашивается процессором в течение длительности импульса, после чего результаты измерений усредняются за время длительности импульса. Таким образом, имеется возможность считывания телеметрии на каждом импульсе, начиная с минимальной длительности 100 мкс.

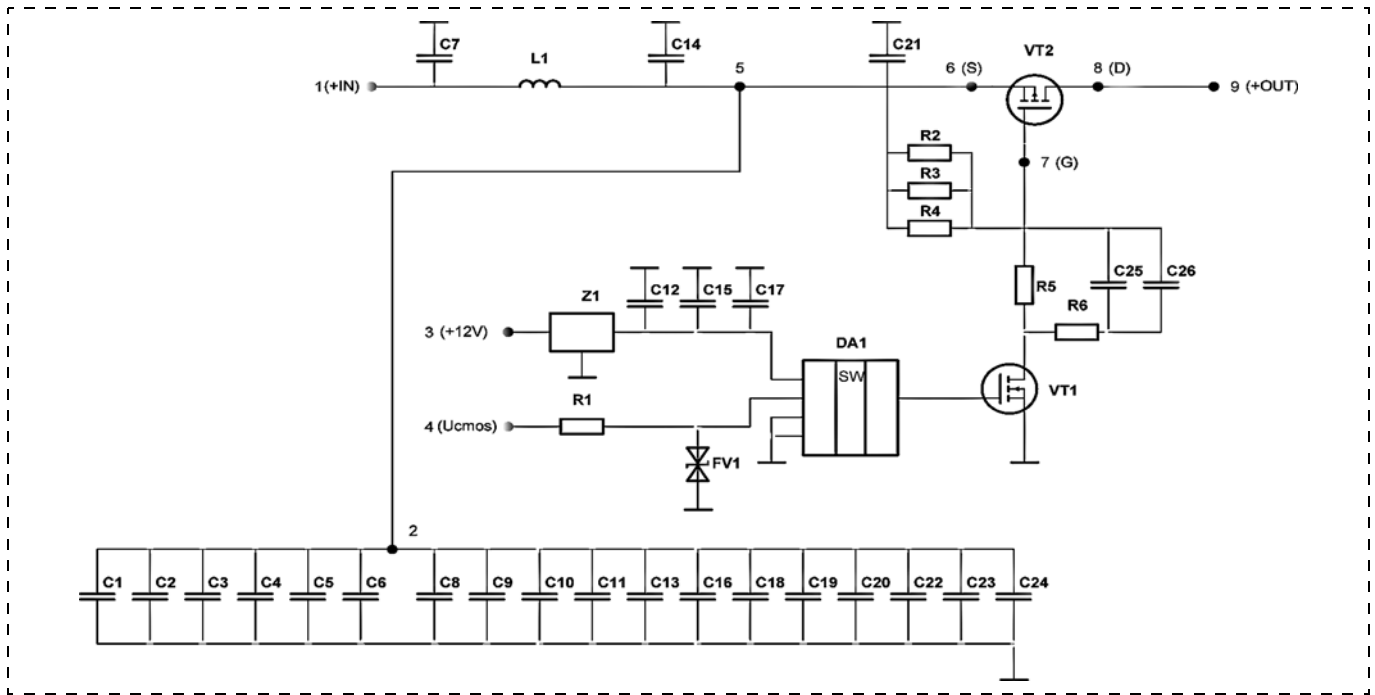


Рис. 5. Электрическая схема ключа на мощном полевом транзисторе с емкостным накопителем

Fig. 5. Electric circuit of a key on a powerful field transistor with a capacitor storage

На основе телеметрической информации на плате контроллера реализована программная защита усилительного тракта от тепловой перегрузки оконечного каскада ($t \geq 80^\circ\text{C}$). При превышении допустимой рабочей температуры и/или при отсутствии напряжения питания -5 В усилительный канал выключается из режима передачи.

Реализация ключевого режима работы

Особого внимания заслуживает реализация транзисторного ключа, обеспечивающего импульсный режим работы модуля. Ключ на основе быстродействующего полевого транзистора (рис. 5) позволяет коммутировать питание ПУМ и ОУМ со временем включения/выключения не более 500 нс по внешним модулирующим импульсам (Ext.mod.). Модулирующие импульсы должны быть синхронизированы с входными радиоимпульсами с защитными временными интервалами не менее 250 нс .

Такие ключи актуальны, так как в режиме молчания усилителя (при отсутствии радиочастотного сигнала на входе и наличии питающего напряжения на каскадах) собственные шумы усилителя (шумы в "паузе") превышают допустимый уровень и "забивают" приемный канал. При этом импульсный режим работы канала устанавливается путем подачи на транзисторы ОУМ, и, если необходимо, ПУМ импульса напряжения от источника питания в нужный момент времени.

В установленном режиме работы в схеме с емкостным накопителем количество электричества,

накапливаемое в емкости при ее зарядке от источника, равно количеству электричества, теряемому этой емкостью при ее разрядке. Поэтому для средних значений зарядного $I_{з,ср}$ и разрядного $I_{р,ср}$ токов выполняется соотношение: $I_{з,ср} = I_{р,ср}/Q$, где Q — скважность.

Средний ток разряда накопителя равен постоянной составляющей тока транзисторов усилительных каскадов во время импульса. Поэтому зарядный ток $I_{з,ср}$, нагружающий источник питания, в Q раз меньше потребляемого импульсного тока $I_{и}$, т. е. емкостной накопитель играет роль трансформатора тока. Напряжение, до которого заряжается емкость, зависит от вида зарядной цепи, но обычно примерно совпадает с напряжением источника. Так как напряжение на емкости во время импульса приложено к транзисторам усилительных каскадов, а рабочее напряжение транзисторов достаточно велико, то при использовании емкостного накопителя необходим высоковольтный источник питания.

Основными накопительными элементами являются конденсаторы, имеющие достаточно большую емкость. Среди известных типов относительно недорогих конденсаторов с большим значением емкости наиболее широкое применение находят электролитические алюминиевые конденсаторы.

При использовании конденсатора недопустимо, чтобы он находился под напряжением, превышающим его номинальное напряжение. При прохождении через конденсатор импульсного тока максимальное напряжение на конденсаторе (сум-

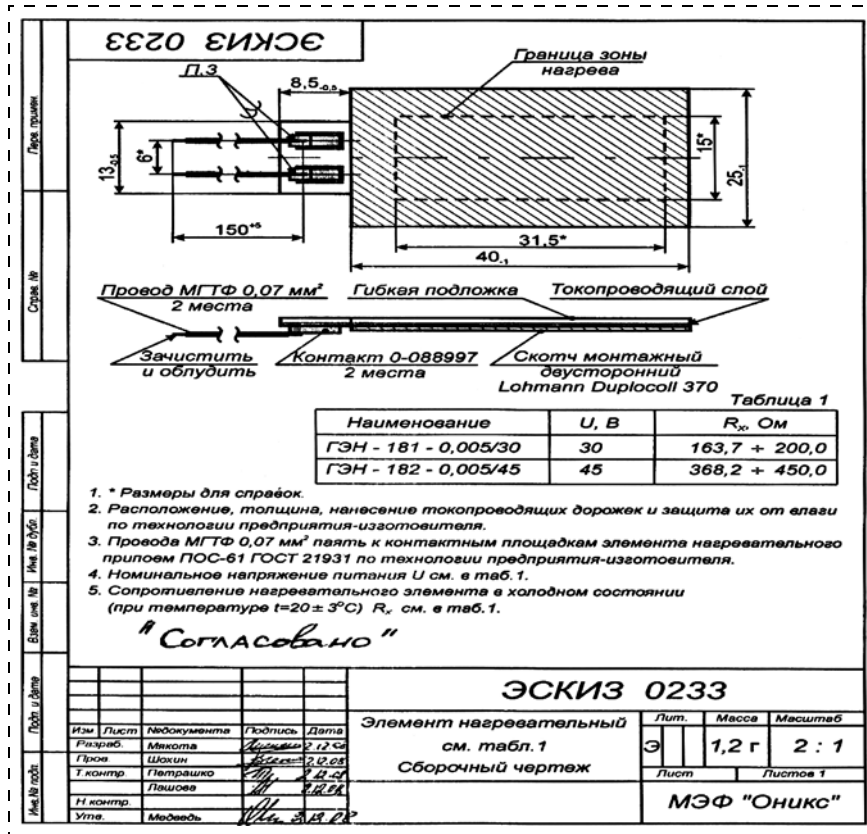


Рис. 6. Габаритный чертёж нагревательного элемента
 Fig. 6. Outline drawing of the heating element

ма постоянного напряжения и напряжения пульсаций) не должно превышать номинальное значение. Если через конденсатор протекает импульсный ток, значение которого превышает номинальное значение тока конденсатора, то на нем выделяется избыточная теплота, его емкость уменьшается и, как следствие, сокращается срок службы.

Если напряжение на конденсаторе превышает номинальное, то это приводит к уменьшению его срока службы или даже к полному выходу из строя за короткое время. Тем не менее конденсатор может выдерживать кратковременное перенапряжение.

Использовать электролитические конденсаторы необходимо в указанном рабочем температурном диапазоне. Использование конденсаторов при комнатной температуре гарантирует более длительный срок их службы.

Для каждой серии конденсаторов указывается максимальное значение $\text{tg} \delta$ (тангенс угла потерь),

которое, если не оговаривается особо, измеряется на частоте 120 Гц при 20 °С. По тангенсу угла потерь вычисляется ESR (эквивалентное последовательное сопротивление) по формуле: $ESR = \text{tg} \delta / 2\pi f C$, где f — частота (Гц), на которой проводят измерения; C — значение емкости (Ф).

При использовании в цепях, в которых процесс заряда/разряда происходит с высокой частотой, значение емкости может уменьшаться, либо конденсатор может вообще выйти из строя. Существуют типы конденсаторов, специально сконструированные для работы в цепях с большими токами пульсации. Указанные максимально допустимые токи пульсации, если не оговаривается особо, определяются при температуре +85 °С и на частоте 120 Гц.

В табл. 6 приведена зависимость экспериментально измеренных значений емкости C и ESR для конденсатора 1000 мкФ, 63 В (HITANO, серия EXR) в диапазоне температур.

При отрицательных значениях температуры значение емкости существенно уменьшается, а ESR возрастает, что в итоге приводит к "разрушению" импульса при отрицательных температурах. Поэтому целесообразно подогревать конденсаторы, начиная примерно с 5 °С.

На рис. 6 изображен габаритный чертёж нагревательного элемента ГЭН-186-0,005/30, который

Таблица 6
 Table 6

Экспериментально измеренные значения емкости C и ESR
 Experimentally measured values of the capacity of C and ESR

Температура Temperature	C, мкФ C, μF	ESR, Ом ESR, Ω
+16 °С	851	0.046
+10 °С	843	0.062
0 °С	832	0.09
-10 °С	810	0.15
-20 °С	773	0.28
-30 °С	711	0.61
-40 °С	587	1.7
-50 °С	371	4.66

Таблица 7
 Table 7

Динамика разогрева элемента ГЭН-186-0,005/30
 Warming up time of the element ГЭН-186-0,005/30

-40 °С	-30 °С	-20 °С	-10 °С	0 °С	+10 °С	+16 °С	Установившийся режим Stable conditions
0	53s	1 m 26 s	2 m	2 m 40 s	3 m 20 s	4 m 30 s	

Note: m — minutes, s — seconds

Таблица 8
Table 8

Характеристики модуля: $U_{dc} = +30$ В (6000 мкФ),
 $I_{do} = 0,36$ А — ток покоя, параметры импульсов: $\tau = 16$ мс, $Q = 2$
Characteristics of the module: $U_{dc} = +30$ V (6000 μ F),
 $I_{do} = 0.36$ A — rest current, parameters of pulses: $\tau = 16$ ms, $Q = 2$

F , МГц	1215	1300	1400
F , MHz			
$P_{вх}$, дБмВт	23.0	23.0	23.0
P_{in} , dBm			
$P_{вых}^{имп}$, Вт	216	250	195
P_{out}^{pulse} , W			
$I_{п}^{имп}$, А (+30 В)	21.4	22.4	18.4
I_{pulse} , А (+30 В)			
$I_{п}$, А (+20 В)	1.0	1.0	1.0
I_{dc} , А (+20 В)			
$\tau_{фр}$, нс	120	150	130
τ_{rise} , ns			
$\tau_{СП}$, нс	150	45	80
τ_{fall} , ns			
скол, дБ	0.2	0.5	0.6
Chip, dB			
КПД, % (по 30 В)	33.6	37.2	35.3
Efficiency, % (30 V)			

Примечание. Измерения $P_{вых}$ и параметров импульсов проводили с помощью измерителя мощности NRP-Z81 (R&S) через аттенуатор WA36-40-33 (300 Вт, 40 дБ).

Note — Measurements of P_{out} and parameters of pulses were carried out by means of NRP-Z81 (R&S) power measuring instrument through WA36-40-33 attenuator (300 W, 40 dB).

Таблица 9
Table 9

Характеристики модуля: $U_{dc} = +30$ В (6000 мкФ), $I_{do} = 0,36$ А — ток покоя, параметры импульсов: $\tau = 0,2$ мс, $Q = 20$
Characteristics of the module: $U_{dc} = +30$ V (6000 μ F), $I_{do} = 0.36$ A — rest current, parameters of pulses: $\tau = 0.2$ ms, $Q = 20$

F , МГц	1215	1300	1400
F , MHz			
$P_{вх}$, дБмВт	23.0	23.0	23.0
P_{in} , dBm			
$P_{вых}^{имп}$, Вт	230	270	204
P_{out}^{pulse} , W			
$I_{п}^{имп}$, А (+30 В)	30.4	31.2	26.4
I_{pulse} , А (+30 В)			
$I_{п}$, А (+20 В)	1.0	1.0	1.0
I_{dc} , А (+20 В)			
$\tau_{фр}$, нс	80	105	110
τ_{rise} , ns			
$\tau_{СП}$, нс	75	40	65
τ_{fall} , ns			
скол, дБ	0.2	0.3	0.4
Chip, dB			
КПД, % (по 30 В)	25.2	28.8	25.8
Efficiency, % (30 V)			

Примечание. Измерения $P_{вых}$ и параметров импульсов проводили с помощью измерителя мощности NRP-Z81 (R&S) через аттенуатор WA36-40-33 (300 Вт, 40 дБ).

Note — Measurements of P_{out} and parameters of pulses were carried out by means of NRP-Z81 (R&S) power measuring instrument through WA36-40-33 attenuator (300 W, 40 dB).

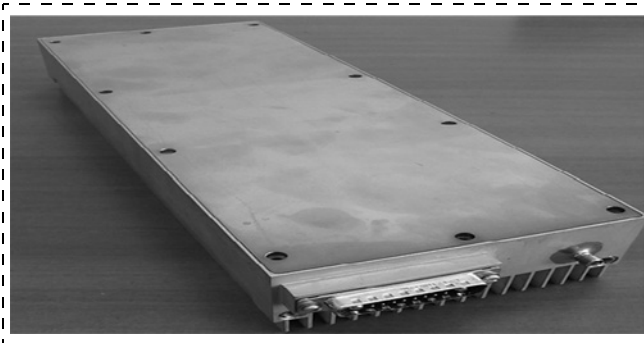


Рис. 8. Внешний вид модуля

Fig. 8. Module appearance

представляет собой пленку с напыленными резисторами с суммарной рассеиваемой мощностью 5 Вт.

Конденсатор 1000 мкФ, 63 В (HITANO, серия EXR), обернутый такой нагревательной пленкой, имеет экспериментально исследованную динамику разогрева, приведенную в табл. 7.

Результаты проектирования

Рассмотренный передающий модуль обеспечивает уровень выходной импульсной мощности не менее 200 Вт при работе на согласованную нагрузку 50 Ом со значением КСВН, равным не более 1,1 и при коэффициенте передачи всего канала не менее 25 дБ. Минимальное значение коэффициента полезного действия модуля в квазинепрерывном режиме — не менее 33 %.

Применение в качестве усилительных приборов полевых транзисторов (режим работы — АВ) дает возможность изменения уровня выходной мощности как за счет фиксированных аттенуаторов, так и за счет регулировки затухания электрического аттенуатора. При этом параметры импульсов могут быть любыми (без искажения их на выходе), в том числе допустим и непрерывный режим работы при условии, что максимальная пиковая мощность или непрерывная средняя мощность не превышают значения P_{1dB} окончного каскада.

Компоновка модуля (без верхней крышки) изображена на рис. 7 (см. четвертую сторону обложки), а внешний вид модуля представлен на рис. 8. Габаритные размеры модуля (без радиатора) составляют не более 300 × 100 × 30 мм, а масса не превышает 2,0 кг.

В табл. 8 и 9 приведены экспериментально измеренные характеристики модуля.

Заключение

В результате разработки удалось создать высокотехнологичный передающий усилительный модуль L -диапазона на основе LDMOS-транзисторов с высокой степенью интеграции компонентов, что позволило реализовать уровень выходной квази-

непрерывной мощности не менее 200 Вт при внешних габаритных размерах $300 \times 100 \times 30$ мм и массе не более 2,0 кг. Модуль содержит цифровые скоростные интерфейсы, что позволяет регулировать амплитуду и фазу выходного сигнала и, как следствие, применение его в АФАР существенно расширяет возможности лоатора за счет формирования управляемой диаграммы направленности с низким уровнем боковых лепестков. Результаты разработки позволяют сделать вывод, что реализация передающих трактов на основе LDMOS-транзисторов по основным техническим характеристикам сопоставима с передающими трактами на основе GaN-транзисторов [6], при этом стоимость LDMOS-технологии в настоящее время ниже стоимости GaN-технологии.

Список литературы

1. Фармикоун Г., Боучи Ф., Бергер Дж. и др. Технология мощных СВЧ LDMOS-транзисторов для радарных пе-

редатчиков L-диапазона и авиационных применений // Компоненты и технологии. 2007. № 10. С. 14–16.

2. Ассессоров В., Кожевников В., Дикарев В., Цоцорин А. Мощные ВЧ и СВЧ полевые транзисторы для аппаратуры средств радиосвязи // Компоненты и технологии. 2006. № 5. С. 41–43.

3. Шаропин Ю. СВЧ-транзисторы компании Advanced Power Technology для авионики и радаров // Компоненты и технологии. 2006. № 1. С. 18–20.

4. Бачурин В. В., Васильев А. Г., Крымко М. М., Сопов О. В. Динамика развития отечественных мощных кремниевых полевых ВЧ и СВЧ МОП-транзисторов // Электронная техника, серия 2 "Полупроводниковые приборы", (227) вып. 2, 2011. С. 3–15.

5. Дидилев С. Мощные LDMOS-транзисторы: преимущества и области применения // Компоненты и технологии. 2002. № 2. С. 22–26.

6. Соколов И. А., Скичко Д. Ю., Фонда В. Н. Сборник докладов Международной конференции "Микроэлектроника—2015", "Интегральные схемы и микроэлектронные модули: проектирование, производство и применение". Алушта. 2015. С. 662–664.

V. A. Iovdalsky, D. Sc., Head of Laboratory, teh.buro208@gmail.com,
NPP Istok Co. named after A. I. Shokin, Fryazino, Moscow Region,
I. A. Sokolov, Ph. D., Director General-Chief Designer, sokoloff@niimp.ru,
NII Mikropristorov Co. named after G. Ya. Guskov, Moscow, Zelenograd

Corresponding author:

Sokolov Igor A., Ph. D., Director General-Chief Designer, NII Mikropristorov Co. named after G. Ya. Guskov, Moscow, Zelenograd, sokoloff@niimp.ru

Specific Features of Development of the Transmitting Module of L-range on the Basis of LDMOS Technology

Received on September 06, 2019

Accepted on September 10, 2019

The authors considered the main problems and specific features concerning designing of an L-band transmitting module on the basis of LDMOS transistors. The module is intended for placement in the removable electronic block of the L-band active phased antenna array. The authors presented the results of the development and experimental measurements. As a result of the development it was possible to create a high-tech transmitting amplifier module with a high integration of components: external dimensions — not more than $300 \times 100 \times 30$ mm, weight — not more than 2.0 kg. The maximum value of output pulse power in quasi-continuous operating mode was not less than 200 W and at transmission coefficient not less than 25 dB. Minimum value of efficiency was not less than 33 % (pulse duration — 16 ms, duty cycle — 2).

Application of field-effect transistors as amplifying devices (operating mode — AB) allows changing output power level both due to fixed attenuators and due to adjustment of electric attenuator. The pulse parameters can be any (without distorting them at the output), including a continuous mode of operation, provided that the maximum peak power or continuous average power does not exceed the value of the final stage P1dB. The module contains digital speed interfaces, which allows to adjust amplitude and phase of output signal, and as a result, its application in the active phased antenna array significantly expands locator capabilities due to possibility of controlled directional pattern with a low level of the side petals.

Keywords: transmitting module, L-range, pulse power, pulse front, droop of pulse, coefficient of efficiency

For citation:

Iovdalsky V. A., Sokolov I. A. Specific Features of Development of the Transmitting Module of L-range on the Basis of LDMOS Technology, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 11, pp. 662–674.

DOI: 10.17587/nmst.21.662-674

Introduction

Intensive development and introduction of modern microwave field transistors based on LDMOS (Lateral Double Diffuse MOS) technology [1, 2] made it possible to create industrial samples of the modules capable to function in a quasi-continuous operation mode. Such modules are used in the radio communication and radar-location systems.

Designing of such modules was initiated at the beginning of the 21st century, when LDMOS transistors began to appear in the market, and GaN technology just emerged. It seemed impossible to implement the transmitting module in a quasi-continuous operation mode on the basis of the bipolar transistors, because this type of the semiconductor devices was intended for operation with rather short radio pulses and high pulse ratio.

Now the field transistors based on LDMOS technology are more and more widely applied for construction of the transmitting channels in the L- and S-bands and force out actively the bipolar transistors. The transistors based on LDMOS technology have significantly better characteristics in such parameters as amplification power coefficient, coefficient of efficiency, electric and thermal stability, resistance to a load mismatch, high linearity, level of the most admissible dissipated power and reliability [3, 4].

Advantages of the LDMOS transistors

In [5] rather in detail primary benefits and scopes of LDMOS transistors are also well described.

LDMOS transistors are made in the ceramic-metal cases, and, sometimes, with a gold metallization. As a rule, the admissible temperature for the semiconductor junction is +200 °C. Powerful LDMOS transistors have a small thermal junction-case resistance ($R_{\text{п-к}}$) reaching the value of 0.10 °C/W. Besides the ceramic-metal cases, also cheaper cases from the heat-resistant plastic are used (as a rule, their admissible temperature is +150...+165 °C).

Push-pull field transistors are fixed on one flange, the crystals are selected by their characteristics, both transistors are connected according to a circuit with a common source (2xCS), which allows us to reduce the inductance of the common output, improve matching, and expand the working band of frequencies. Besides, the even harmonics are suppressed effectively. The transistors contain internal input and output matching networks, which facilitate their cascading in case of a serial connection.

LDMOS transistors have an excellent heat stability, which is reached due to the negative temperature coefficient achieved by the crystal manufacturing techniques: an overheat is not so critical for these devices. A 5-times change of the case temperature, from -25 up

to +100 °C, results in a not more than ± 5 % variation in the gate-source voltage in relation to the gate-source voltage of the case at temperature +25 °C.

The current does not proceed through the gate (except for the leak currents), therefore, the field transistors can have high input impedances, their extreme values are connected with availability of the capacities and leak currents. At high currents and voltages the MOS transistors look as more preferable in comparison with the bipolar ones. A bipolar transistor requires a high base current (usually, 10 % and over of the collector current) in order to ensure a deep saturation, while in the field transistor at a 2...5 V shift on the gate the gate current equals to zero.

One of the main requirements to the amplifier is the stability of amplification in the working range of frequencies. In an analysis of the dependence of the output power on the input one of the 200-watt bipolar transistor in L- and S-ranges it is possible to notice that amplification of a transistor varies depending on the power of the input signal. A device based on a LDMOS transistor has no such drawbacks. Devices of such a class demonstrate a good linearity in a wide dynamic range. At the power of 200 W an LDMOS transistor is far from saturation, and the dynamic range is more than 30 dB. Moreover, amplification of the transistor equals to 14 dB, compared with 8 dB of a bipolar transistor. Application of such a device allows us to reduce the number of cascades of an amplifier and its overall dimensions.

LDMOS transistors have high resistance to a mismatch at the output ($\text{VSWR} < 5$) which is reached due to a high breakdown voltage (about 80 V). The bipolar devices can operate with VSWR maximal value of load = 2.

We should also point out an extremely long mean time between failures operation (MTBF) of such devices — from 2600 up to 4800 years at the temperature of 130 °C, and over 1700 years at the temperature of 200 °C, which is significantly more, than that of the devices made by the bipolar and traditional MOS technologies.

The design of the device does not contain toxic beryllium oxide (BeO). In absence of an insulator from the beryllium oxide the output of the source on a crystal is connected directly to a heat-removing radiator, which reduces the thermal resistance.

LDMOS transistors have small switching times with preservation of amplification and linearity in a wide dynamic range. The time of switching is less than 50 ns at the output power of 52.4 dBm. In the bipolar technology a fast switching time at big output powers is hard to achieve, which is a specific feature of this technology.

An important advantage of the LDMOS technology in comparison with the bipolar one is that a field tran-

sistor is connected according to the circuit with a common source (the source is connected to the earth). Such a connection reduces the parasitic inductance of the source and allows us to create the best conditions in the transistor for removal of warmth. In a bipolar transistor most of the silicon is occupied by the area of the collector, which should be isolated electrically from the earth (radiator), which complicates withdrawal of warmth.

The $P+$ layer ensures a good electric contact between the source and the earth. At the same time, there is no need for use of the connecting conductors, and, therefore, the inductance of the gate decreases. Between the gate and the drain there is a shielding layer reducing the feedback circuit capacity. The extremely small values of the gate inductance, feedback capacity and consecutive resistance of the gate are the reasons for an increased amplification coefficient, which is about 7 dB higher than that of the bipolar transistors.

Tables 1—4 present pulse LDMOS transistors of L-range, produced by the leading global manufacturers.

We should note the success achieved in the field of LDMOS technology by HVVi Semiconductors Company, which managed to develop a transistor with a rated supply voltage of 50 V (breakdown voltage — 102 V) realizing in the range of frequencies of 1.2...1.4 GHz the level of the output peak power of 250 W (duration of pulses — 2 ms, pulse ratio — 10) at a high value of coefficient of efficiency of 48 % and a record-breaking high value of the amplification coefficient of 17 dB.

Microassembly of FPA

The microassembly of the final power amplifier (FPA) applied in the module is constructed on the basis of LDMOS transistors of Integra Technologies Company (fig. 1).

The mass-dimensional characteristics of the microassembly allow us to apply it in the transmitting modules intended for installation in the "dense" active electronically scanned array (AESA) with the following cross section restrictions: module width — $\lambda/2$, height — $\lambda/4$, where λ is the wavelength.

The results of the pilot studies of characteristics of the microassembly model are presented in table 5.

Structural-functional construction of the module

The functional circuit of the transmitting module is presented in fig. 2.

The module incorporates a digital phase shifter, a digital attenuator, a preliminary power amplifier (PPA), FPA, a low pass filter (LPF), a power control circuit, a modulator of the amplifier power supply, and a control unit (controller).

At the input of the module the digital phase shifter and the attenuator with the built-in drivers for control of TTL logic signals are installed. The input signal with the level of about 23 dBm comes to the microwave input of the channel and through the fixed attenuator arrives to the NC1220C-112 phase shifter. The fixed attenuators are miniature resistive microassemblies on the ceramic substrates with the input and output resistances of 50 Ω with attenuation from 0 to 30 dB, the characteristics of which in the range of frequencies up to 5 GHz are the following: a deviation of attenuation from the nominal rate is ± 0.2 dB, the typical value of VSWR = 1.15, the maximal input power in the continuous mode is not more than 1.0 W. In the circuit of the module (fig. 2) the value of attenuation is chosen as minus 5 dB and is selected experimentally, proceeding from the reasons of the necessary through coefficient of transmission and stability of the amplifying path as a whole.

NC1220C-112 phase shifter is a miniature six-bit analog-digital microcircuit intended for operation in the range of frequencies of 0.9...1.4 GHz with the following main characteristics: the range of the phase adjustment is from 0 up to 360° with a step of 5.6°; VSWR value at the input and an output is not more than 1.5; the maximal insertion attenuation is not more than 6 dB; the maximal input power in the continuous mode is not more than 100 mW.

After the phase shifter, the signal arrives to HMC539LP3 digital five-bit attenuator intended for work within the range of frequencies up to 4 GHz with the following main characteristics: range of adjustment of attenuation is 0...7.75 dB with a step of 0.25 dB, VSWR value at the input is not more than 1.5, the maximal insertion attenuation is 1.5 dB, the maximal input power in the continuous mode is not more than 800 mW. The attenuator is intended for alignment of the amplitude-frequency characteristic (AFC) of the channel (uniformity of the output power in the range of the working frequencies and at various durations and pulse ratios), and also for stabilization of the output power level at the influence of the destabilizing factors (in the range of the working temperatures, during warming up of a module, change of the supply voltage, etc.).

After the digital attenuator the signal comes through the second fixed attenuator (5 dB) to PPA AM03536WM-BM-R from AMCOM Company, matched by the input and the output with the wave resistance of 50 Ω .

The phase shifter, the attenuators and the preliminary amplifier are located on PPA microassembly, the appearance of which is presented in fig. 3.

Then the signal comes to FPA input.

After amplification in FPA the signal comes to LPF microassembly and power control (LPF-PC), the appearance of which is presented in fig. 4.

LPF-PC microassembly characteristics measured in the working range of frequencies of 1.2...1.4 GHz: the maximal insertion loss is not more than 0.5 dB, VSWR is not more than 1.35, the value of attenuation in the suppressed frequency band of 2.4...2.8 GHz is not less than 45 dB.

LPF is necessary for filtration of the harmonics in the output signal of the FPA, which usually equals to 20–25 dB of the main signal in case of construction of the amplifier on the LDMOS transistors.

Thus, application of LPF allowed us to suppress effectively the harmonics to the level not less than 60 dB of the main signal.

The controller of the module is intended for control and processing of the telemetric information and also for communication with the external control unit of the module. The controller was developed on the basis of dsPIC30F4011 microprocessor, the characteristics of which are normalized in the expanded range of the working temperatures from -40 up to $+125$ °C.

Control of the operating modes of the module is implemented by interface RS-485 organized between the controller and the external control unit of the module (PC). Data reception/transmission are carried out asynchronously, the transmission speed is about 500 kbps (16 bits of data).

Commands via a serial port set the values of the working frequency, level of the output power, the phase value, and the parameters of pulses (duration and pulse ratio).

From the amplifying path via a serial port the following telemetric information is transmitted: the values of the voltages proportional to the falling and reflected powers; the value of the voltage proportional to the temperature of the case of the transistor of the FPA; the value of the supply voltage.

The telemetric information is received by the processor during the pulse duration, and then the results of measurements are averaged for duration of a pulse. Thus, there is a possibility to read the telemetric data on each pulse, beginning from the minimal duration of 100 microsec.

On the basis of the telemetric information on the board of the controller a program protection is realized for the amplifying path against a thermal overload of the terminal cascade ($t \geq 80$ °C). If the admissible working temperature is exceeded and/or in absence of the supply voltage (-5 V) the amplifying channel is switched off from the transmission mode.

Realization of the key operating mode

Realization of the transistor key, ensuring the pulse operating mode of the module, deserves special attention. The key based on a high-speed field transistor (fig. 5) allows us to switch power for PPA and FPA with

the time of turning on/off not more than 500 ns by the external modulating pulses (Ext.mod.). The modulating pulses should be synchronized with the input radio pulses with the protective time intervals not less than 250 ns.

Such keys are important, because in the mode of silence of the amplifier (in absence of a radio-frequency signal at the input and presence of the feeding voltage on the cascades) the self-noise of the amplifier (noise in "pause") exceeds the admissible level and "blocks" the reception canal. At that, the pulse working mode of the channel is set by sending to the transistors of FPA and, if necessary, PPA, a pulse of voltage from the power supply at the right moment of time.

In the set operating mode in the circuit with the capacitive energy storage the amount of electricity accumulated in the capacity during its charging from a source is equal to the amount of the electricity lost by this capacity during its discharging. Therefore, for average values of the charge $I_{ch.aver}$ and discharge $I_{disch.aver}$ currents the following equation is carried out: $I_{ch.aver} = I_{disch.aver}/Q$, where Q — pulse ratio.

The average discharge current of the storage device is equal to the constant component of the current of the transistors of the amplifying cascades during a pulse. Therefore, the charge current of $I_{ch.aver}$ loading the power supply, is Q times is less than the consumed pulse current of I_{pulse} , i.e. the capacitive energy storage is a current transformer. The voltage, up to which the capacity is loaded, depends on the type of the charge circuit, but usually it approximately coincides with the source voltage. Since the voltage on the capacity during a pulse is applied to the transistors of the amplifying cascades, and the working voltage of the transistors is rather high, the use of the capacitive energy storage requires a high-voltage power supply.

The basic accumulative elements are the capacitors, which have a rather big capacity. Among the known types of the relatively inexpensive condensers with a great value of the capacity, the electrolytic aluminum capacitors are the most widely applied.

The use of the capacitors is inadmissible, if a capacitor is under voltage, which exceeds its rated voltage. When the pulse current passes through the capacitor, the maximal voltage on the capacitor (the sum of the constant voltage and the voltage of the pulsations) should not exceed the nominal rate. If the pulse current passing via the capacitor exceeds the nominal rate of the current of the capacitor, then the excess warmth is emitted on the capacitor, its capacity decreases and, as a result, the service life of the capacitor is reduced.

If the voltage on the capacitor exceeds the nominal one, then it leads to a reduction of the service life of the capacitor or even to its total breakdown in a short period of time. Nevertheless, a capacitor can withstand a short-term overvoltage.

The electrolytic capacitors should be used in a specified working temperature range. Use of the capacitors at a room temperature ensures their longer service life.

For each series of the capacitors the maximal value of $\text{tg}\delta$ (loss-angle tangent) is specified, which, if not specially specified, is measured on frequency of 120 Hz at 20 °C. By the loss-angle tangent, ESR is calculated (equivalent serial resistance) according to the formula: $\text{ESR} = \text{tg}\delta / 2\pi f C$, where f is the frequency (Hz) on which measurements are taken; C is the value of the capacity (F).

When used in the circuits, in which the charge/discharge process happens with a high frequency, the value of the capacity can decrease, or the capacitor can fail altogether. There are types of the capacitors specially designed for operation in the circuits with high pulsation currents. The specified maximal admissible pulsation currents, if not stipulated separately, are defined at the temperature of +85 °C and at the frequency of 120 Hz.

Table 6 presents the dependence of the experimentally measured values of capacity C and ESR for the capacitor of 1000 μF , 63 V (HITANO, EXR series) in a range of temperatures.

At negative temperature values, the value of the capacity significantly decreases, while E. S.R. increases, which in the long run leads to "a destruction" of a pulse at negative temperatures. Therefore, it is expedient to warm up the capacitors, beginning from about 5 °C.

Fig. 6 presents an outline drawing of GEN-186-0,005/30 heating element, which is a film with the deposited resistors with the total dissipated power of 5 W.

The capacitor of 1000 μF , 63 V (HITANO, EXR series), wrapped up in such a heating film, has an experimentally studied warming up time presented in table 7.

Results of designing

The considered transmitting module ensures a level of the output pulse power not less than 200 W during operation on a coordinated load of 50 Ω with VSWR value not more than 1.1 and at the transmission coefficient of the whole of the channel not less than 25 dB. The minimal value of the coefficient of efficiency (CE) of the module in the quasicontinuous mode is not less than 33 %.

Application of the field transistors (AB operating mode) as the amplifying devices gives us an opportunity to change the level of the output power, both due to the fixed attenuators, and due to adjustment of attenuation of an electric attenuator. At that, the parameters of the pulses can be any (without their distortion at the output), a continuous operating mode is also admissible, provided that the maximal peak power or continuous

average power does not exceed the value of $P_{1\text{dB}}$ of the final stage.

Configuration of the module (without the top cover) is presented in fig. 7, and appearance of the module is presented in fig. 8. The overall dimensions of the module (without a radiator) are not more than 300 × 100 × 30 mm, while its weight does not exceed 2.0 kg.

Tables 8 and 9 present the experimentally measured characteristics of the module.

Conclusion

The development works resulted in creation of a hi-tech transmitting amplifying module of L-band on the basis of LDMOS transistors with a high integration of the components, which made it possible to realize the level of the output quasi-continuous power not less than 200 W at the external overall dimensions of 300 × 100 × 30 mm and the weight not more than 2.0 kg. The module contains digital high-speed interfaces, which allow us to control the amplitude and the phase of the output signal, and, as a result, its application in AESA expands significantly the potentials of a locator due to formation of a controlled directional pattern with a low level of the side petals. The results of the development allow us to draw a conclusion that a realization of the transmitting paths on the basis of LDMOS transistors by the main technical characteristics is comparable with the transmitting paths on the basis of GaN-transistors [6], at that, now, the cost of LDMOS technology is lower than that of GaN technology.

References

1. **Farmikoun G., Boueru F., Berger J.** Tekhnologiya moshchnykh SVCH LDMOS-tranzistorov dlya radarnykh peredatchikov L-diapazona i aviacionnykh primenenij, *Komponenty i tekhnologii*, 2007, no. 10, pp. 14–16 (in Russian).
2. **Assessorov V., Kozhevnikov V., Dikarev V., Cocorin A.** Moshchnye VCH- i SVCH polevye tranzistory dlya apparatury sredstv radiosvyazi, *Komponenty i tekhnologii*, 2006, no. 5, pp. 41–43 (in Russian).
3. **Sharopin Yu.** SVCH-tranzistory kompanii Advanced Power Technology dlya avioniki i radarov, *Komponenty i tekhnologii*, 2006, no. 1, pp. 18–20 (in Russian).
4. **Bachurin V., Vasil'ev A., Krymko M., Sopov O.** Dinamika razvitiya otechestvennykh moshchnykh kremnievykh polevykh VCH- i SVCH MOP-tranzistorov, *Elektronnaya tekhnika, seriya 2 Poluprovodnikovye pribory*, 2011, no. 2 (221), pp. 3–15 (in Russian).
5. **Didilev S.** Moshchnye LDMOS-tranzistory: preimushchestva i oblasti primeneniya, *Komponenty i tekhnologii*, 2002, no. 2, pp. 22–26 (in Russian).
6. **Sokolov I. A., Skichko D. Yu., Funda V. N.** Integral'nye skhemy i mikroelektronnye moduli: proektirovanie, proizvodstvo i primeneniye, *Sbornik dokladov Mezhdunarodnoj konferencii "Mikroelektronika-2015"*, Alushta, 2015, pp. 662–664 (in Russian).

МАТЕРИАЛОВЕДЧЕСКИЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МНСТ SCIENCE OF MATERIALS AND TECHNOLOGICAL BASICS OF MNST

УДК 621.372.2

DOI: 10.17587/nmst.21.675-681

М. К. Мерданов, канд. техн. наук, Ген. директор — Ген. конструктор, merdanov@rambler.ru
АО "НПО "Электронное приборостроение", г. Москва

ТЕХНОЛОГИИ ИССЛЕДОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНЫХ ФОТОННЫХ КРИСТАЛЛОВ СВЧ МЕТОДАМИ

Поступила в редакцию 28.08.2019

Эффективность производства существующих и успешное создание перспективных приборов твердотельной электроники, нано- и микросистемных устройств определяется уровнем развития технологий изготовления слоистых материалов с различными функциональными свойствами. Ближнеполевая СВЧ микроскопия представляет собой неразрушающий прямой метод исследования электрофизических параметров полупроводниковых материалов. В работе рассмотрены методы электродинамических исследований СВЧ свойств диэлектрических сред для задач неразрушающего контроля волноводных фотонных кристаллов.

Ключевые слова: электромагнитное излучение, неразрушающий контроль, ближнеполевая СВЧ микроскопия, электродинамические исследования, диэлектрические свойства, полупроводниковые материалы, волноводные фотонные кристаллы

Введение

Уровень развития технологии изготовления слоев различных материалов [1] толщиной от нескольких нанометров до десятков микрометров во многом определяет эффективность производства существующих и успешное создание новых приборов [2] твердотельной электроники, нано- и микросистемной техники [3, 4], фотонных устройств [5]. В СВЧ диапазоне одномерный фотонный кристалл может быть реализован как с помощью волноводов с диэлектрическим заполнением, так и планарных линий передачи с периодически изменяющейся структурой [6]. Для достижения высокой степени совершенства слоистых структур на основе нанометровых пленок необходимо использовать высокоточные методы измерений электрофизических параметров диэлектрических и полупроводниковых сред и материалов [7].

Целью работы является обзор технологий бесконтактного исследования параметров волноводных фотонных кристаллов СВЧ методами неразрушающего контроля.

Технологии неразрушающего контроля диэлектрических свойств слоистых материалов в СВЧ диапазоне

В СВЧ диапазоне одномерный фотонный кристалл может быть реализован на основе волноводов

с диэлектрическим заполнением, а также планарных линий передачи с периодически изменяющейся структурой. Использование фотонного кристалла позволяет получить изменение коэффициента отражения от значений, близких к нулю, до значений, близких к единице, в измеряемом диапазоне частот. При этом достигается расширение диапазона измеряемых толщин и класса исследуемых материалов и обеспечивается возможность проведения измерений в выбранной полосе частот для создания функциональных устройств СВЧ электроники на их основе. Фотонные кристаллы, содержащие проводящие слои, в том числе нанометровые металлические пленки, имеют резко выраженные резонансные характеристики. В спектре пропускания таких структур имеется частотная область, запрещенная для распространения электромагнитной волны, — аналог запрещенной зоны в кристаллах [8—12].

При отработке технологии создания слоистых структур на основе нанометровых металлических пленок, используемых в микро-, акусто- и оптоэлектронике, важно точно измерить толщину слоя металла и его электропроводность по завершении технологического цикла. Такие измерения желательно проводить не разрушая структуру, например, с использованием микроволнового излучения. Для определения толщины и электропроводности

нанометровых металлических пленок в слоистых структурах можно использовать результаты измерений спектров отражения и прохождения взаимодействующего с ними микроволнового излучения при условии, что известно их теоретическое описание. Нахождение электрофизических параметров слоистых структур по спектрам отражения и прохождения электромагнитной волны связано с необходимостью решать обратную задачу [8–12].

Наиболее распространенными методами электродинамических исследований неразрушающего контроля являются волноводные и резонаторные. При использовании волноводных методов рассматривается взаимодействие электромагнитной волны, распространяющейся в волноводе, с помещенным в него образцом, и измеряются интенсивности прошедшей и отраженной волн. При измерениях резонаторными методами схема настраивается в резонанс путем изменения размеров электродинамической системы или частоты генератора. Эти методы основаны на поглощении СВЧ энергии свободными носителями заряда и изменении эквивалентных размеров резонатора при помещении в него полупроводника. По результатам изменения характеристик резонатора могут быть определены диэлектрическая проницаемость и электропроводность материала, изменение электропроводности, вызванное наложением магнитного поля, освещением образца. Если зависимость между изменением электропроводности и поглощением в образце является линейной, то можно оценить время установления неравновесных процессов в полупроводниках, таких как объемное время жизни неосновных носителей заряда и скорость поверхностной рекомбинации [13].

Большинство методов неразрушающего контроля СВЧ свойств материалов дают возможность получить результат измерений, усредненный по размеру, сравнимому с длиной волны излучения. Ближнеполевая СВЧ микроскопия представляет собой неразрушающий прямой метод исследования, позволяющий с высокой степенью локализации получать информацию о поверхностных и подповерхностных свойствах различных сред. Этот метод базируется на регистрации СВЧ воздействия, локализованного в ближнем поле, что позволяет резко поднять пространственное разрешение и преодолеть дифракционный предел в СВЧ диапазоне [13].

При использовании открытого полусферического резонатора с плоскопараллельным отражателем для восстановления возмущающего сигнала от резонатора, расстояние от образца до отверстия модулируется с фиксированной частотой. Становится возможным с точностью до фазы восстановить отраженный от резонатора сигнал для построения качественной картины образца по мере его

сканирования под отверстием. Во всех этих резонансных методах используют нераспространяющиеся волны для того, чтобы связать объемный резонатор и локальную часть образца. В этом смысле такие методы сходны с апертурным методом ближнеполевой сканирующей оптической микроскопии, где используется конусообразное оптическое волокно [13].

Для нерезонаторной схемы, в которой образец помещается на конце или рядом с концом СВЧ передающей линии, измеряют комплексный коэффициент отражения (или пропускания), по которому определяют свойства образца. Наиболее известной методикой является измерение коэффициента отражения от коаксиальной передающей линии, на конце которой (возможно, с воздушным зазором) находится образец. В вариациях этого метода используют волноводы, в стенках которых находится щель резонатора и микрополосковые линии при измерениях на отражение. Измерения на пропускание также реализуют в коаксиальном и волноводном исполнении. Перечисленные методики преимущественно используют для составления карт проводимости металлов или поверхностного сопротивления и диэлектрической постоянной [13].

Методы ближнеполевой СВЧ микроскопии для электродинамических исследований функциональных свойств материалов

Рассмотрим одну из наиболее чувствительных форм ближнеполевой СВЧ микроскопии, при которой образец помещают рядом с незамкнутым концом резонатора на отрезке линии передачи, а изменения резонансной частоты и добротности измеряются по мере сканирования образца. Этот класс методик характеризуется тем, что в нем используется возможность "усиления полем" на конце линии передачи. Свойство "усиления полем" устанавливает масштаб для пространственного разрешения этого класса микроскопов. Первый вариант конструкции, выполненный по этой концепции, был использован для измерения содержания влаги в бумаге. В других конструкциях используют линии передач либо с образцами, находящимися в контакте с открытым концом резонатора, либо имеющие воздушный зазор между зондом и образцом.

Для получения картин поверхностного сопротивления и нелинейности используют соответствующую методику для дальней зоны со сканирующим диэлектрическим резонатором, находящимся в контакте с образцом. Было доказано, что методика, основанная на использовании линии передачи с резонатором, дает наиболее точные количественные данные по сравнению со всеми остальными

ми методами ближнеполевой СВЧ микроскопии. Возможно количественное отображение топографии поверхностного сопротивления, диэлектрической постоянной и диэлектрических потерь, использование свойства "усиления полем" продвинуло пространственное разрешение методов резонансной и нерезонансной микроскопии в субмикрометровую область, сохраняя количественную природу измерений.

При реализации способа измерения комплексной относительной диэлектрической проницаемости композиционных материалов типа углепластиков, характеризующихся большими значениями комплексной относительной диэлектрической проницаемости и имеющих шероховатую поверхность, используют эталонный короткозамыкатель и два дополнительных эталонных короткозамыкателя — гладкий и шероховатый. Затем измеряют комплексный коэффициент отражения от эталонных короткозамыкателей и измеряемого образца. Далее проводят уточнение комплексных коэффициентов отражения и обработку результатов с расчетом комплексной относительной диэлектрической проницаемости.

Перспективными являются методики измерения комплексной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь композиционных материалов типа углепластиков. Измеряют шероховатость поверхности образца материала. Затем выбирают эталонный короткозамыкатель с такой же шероховатостью, как и измеряемый материал. Далее измеряют комплексный коэффициент отражения от эталонного короткозамыкателя и исследуемого образца и выполняют обработку результатов с вычислением значений комплексной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь.

Для расчета комплексной диэлектрической проницаемости радиопоглощающих композиционных материалов при нагреве в образец измеряемого материала по всей толщине на разной глубине, начиная с поверхности, заделывают термопары для измерения температурного профиля. Используется зондирующая электромагнитная волна большой мощности, которая одновременно осуществляет нагрев и определение свойств образца измеряемого материала. Температуру нагрева определяют с помощью термопар по всей толщине образца измеряемого материала. Изменяемыми параметрами являются комплексный коэффициент отражения или прохождения электромагнитной волны через образец и температура нагрева образца по толщине. По измеренным параметрам рассчитывают точные значения диэлектрической проницаемости измеряемого материала.

Существует способ определения комплексной диэлектрической проницаемости и толщины ди-

электрических пластин на основе СВЧ, особенность которого заключается в том, что с помощью направленной антенны возбуждают волну, падающую на диэлектрическую пластину. По минимуму поля отраженной волны определяют угол Брюстера падающей волны и рассчитывают значение диэлектрической проницаемости. Измеряют мощности падающей и отраженной волн, определяют коэффициент отражения, рассчитывают удельную проводимость и диэлектрические потери исследуемой пластины. Такой способ позволяет определять комплексную диэлектрическую проницаемость и толщину пластин, не имеющих диэлектрической подложки [13].

Заключение

Таким образом, проведение исследований особенностей взаимодействия электромагнитного излучения СВЧ диапазона с одномерными волноводными фотонными кристаллами представляет собой актуальную научно-техническую задачу. Также является важным практическое расширение диапазона и повышение достоверности измерений электрофизических параметров и толщин тонких нанометровых металлических пленок, слоев диэлектрических и полупроводниковых материалов, включенных в состав одномерных волноводных фотонных кристаллов в качестве нарушений периодичности слоистой структуры, по спектрам отражения и прохождения взаимодействующего с ними электромагнитного излучения СВЧ диапазона. Развитие в области ближнеполевой СВЧ микроскопии привело к возможности постановки нового класса электродинамических экспериментов по исследованию свойств сложных сред. Свободные от ограничений традиционной микроволновой оптики такие эксперименты можно проводить при высоком пространственном разрешении в широком частотном диапазоне. Кроме того, измерения могут быть выполнены количественно, что обеспечивает практическую возможность визуализации пространственных распределений СВЧ свойств материалов.

Список литературы

1. Faneca J., Hogan B. T., Torres E., Craciun M., Balducheva A. 2D Materials Integrated in Si₃N₄ Photonics Platform // SPIE Proceedings. 2018. Silicon Photonics XIII. 105370A. P. 1—13.
2. Слепов Н. Фотонные кристаллы. Будущее вычислительной техники и связи // Электроника: Наука. Технология. Бизнес. 2000. № 2. С. 32—35.
3. Максименко В. В., Галямов Б. Ш., Мальцев П. П. Фрактальные кластеры и микросистемная техника. Диэлектрическая проницаемость фрактального кластера // Микросистемная техника. 2001. № 8. С. 25—30.
4. Максименко В. В., Галямов Б. Ш., Мальцев П. П. Фрактальные кластеры и микросистемная техника. Локали-

зация и остановка света в системе непоглощающих наночастиц // Микросистемная техника. 2001. № 7. С. 29—35.

5. Tolmachev V. A., Perova T. S., Grudinkin S. A., Melnikov V. A., Astrova E. V., Zharova Y. A. Electrotunable In-plane One-dimensional Photonic Structure Based on Silicon and Liquid Crystal // Applied Physics Letters. 2007. Is. 90. 011908. P. 1—3.

6. Усанов Д. А., Скрипаль А. В., Абрамов А. В., Боголюбов А. С., Скворцов В. С., Мерданов М. К. Патент РФ на изобретение № 2360336. Широкополосная волноводная согласованная нагрузка. Опубликовано 27.06.2009.

7. Горелик В. С., Лобойко А. А. Спектроскопия стоп-зон в пористых фотонных кристаллах // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Серия Естественные науки. 2016. № 3. С. 102—109.

8. Usanov D. A., Skripal A. V., Ponomarev D. V., Meshanov V. P., Popova N. F., Merdanov M. K. X- and Ka- Band Matched Loads on Microwave Photonic Crystals // Proceedings of 21th International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON-2016). Krakow, Poland, 2016. P. 1—3.

9. Usanov D. A., Skripal A. V., Abramov A. V., Bogolubov A. S., Skvortsov V. S., Merdanov M. K. Waveguide Photonic Crystals with Transmittance, Controlled by PIN-diodes //

Proceedings of the 39th European Microwave Conference (EuMW-2009). Rome, Italy, 2009. P. 213—216.

10. Usanov D. A., Skripal A. V., Abramov A. V., Bogolubov A. S., Skvortsov V. S., Merdanov M. K. Wideband Waveguide Matched Loads Based in Photonic Crystals with Nanometer Metal Layers // Proceedings of the 38th European Microwave Conference (EuMW-2008). Amsterdam, Netherlands, 2008. P. 484—487.

11. Usanov D. A., Skripal A. V., Abramov A. V., Bogolubov A. S., Skvortsov V. S., Merdanov M. K. Application of Multilayer Metal-Dielectric Structures for Creation of Wideband Waveguide Matched Loads // Proceedings of 17th International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON-2008). Wroclaw, Poland, 2008. P. 553—556.

12. Usanov D. A., Skripal A. V., Abramov A. V., Bogolubov A. S., Skvortsov V. S., Merdanov M. K. Measurement of the Metal Nanometer Layer Parameters on Dielectric Substrates using Photonic Crystals based on the Waveguide Structures with Controlled Irregularity in the Microwave Band // Proceedings of the 37th European Microwave Conference (EuMW-2007). Munich, Germany, 2007. P. 198—201.

13. Белоус А. И., Мерданов М. К., Шведов С. В. СВЧ-электроника в системах радиолокации и связи. Техническая энциклопедия. М.: Техносфера. 2016. 728 с.

M. K. Merdanov, Ph. D., General Director — General Designer, merdanov@rambler.ru, JSC "RPA "Electronic Device Engineering", Moscow, 107014, Russian Federation

Corresponding author:

Merdanov Merdan K., Ph. D., General Director — General Designer, JSC "RPA "Electronic Device Engineering", Moscow, 107014, Russian Federation, merdanov@rambler.ru

Technologies for Research of the Parameters of the Waveguide Photon Crystals by Microwave Methods

*Received on August 28, 2019
Accepted on September 13, 2019*

The level of development of the manufacturing technology of layers of various materials with thicknesses from a few nanometers up to tens of micrometers largely determines the production efficiency of the existing and promising new devices of the solid-state electronics, nano- and microsystem equipment, and photonic devices. In the microwave range, a one-dimensional photonic crystal can be realized both using the waveguides with dielectric filling and the planar transmission lines with a periodically changing structure. In order to achieve a high degree of perfection of the layered structures based on the nanometer films, it is necessary to use high-precision methods for measuring of the electrophysical parameters of the dielectric and semiconductor media and materials. Thus, the study of the characteristics of interaction of the electromagnetic radiation of the microwave range with one-dimensional waveguide photonic crystals is an urgent scientific and technical problem. It is also important to practically expand the range and increase the reliability of measurements of the electrophysical parameters and thicknesses of the thin nanometer metal films, layers of the dielectric and semiconductor materials included in the composition of one-dimensional waveguide photonic crystals as violations of the periodicity of the layered structure, by reflection and transmission spectra of the microwave electromagnetic radiation range interacting with them. Development in the field of the near-field microwave microscopy resulted in a possibility of setting up of a new class of electrodynamic experiments for studying the properties of complex media. Free from limitations of the traditional microwave optics, such experiments can be carried out with a high spatial resolution in a wide frequency range. Finally, the measurements can be carried out quantitatively, which provides a practical opportunity to visualize the spatial distributions of the microwave properties of the materials.

Keywords: microwaves, non-destructive testing, near-field microwave microscopy, electrodynamic studies, dielectric properties, semiconductor materials, waveguide photonic crystals

For citation:

Merdanov M. K. Technologies for Research of the Parameters of the Waveguide Photon Crystals by Microwave Methods, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 11, pp. 675—681.

DOI: 10.17587/nmst.21.675-681

Introduction

The level of development of the manufacturing techniques [1] of the layers of various materials with thicknesses from several nanometers up to tens of micrometers in many respects determines the production efficiency of the existing and emerging devices [2] of the solid-state electronics, nano- and microsystem equipment [3, 4], and the photon devices [5]. In the microwave range a one-dimensional photon crystal can be realized both by means of the waveguides with a dielectric filling, and the planar transmission lines with a periodically changing structure [6]. For achievement of a high degree of perfection of the layered structures based on the nanometer films, it is necessary to use high-precision methods of measurements of the electrophysical parameters of the dielectric and semiconductor environments and materials [7].

The aim of the work is a review of the technologies of a contactless research of the parameters of the waveguide photon crystals by the microwave methods of a nondestructive control.

Technologies of a nondestructive control of the dielectric properties of the layered materials in the microwave range

In the microwave range a one-dimensional photon crystal can be realized on the basis of the waveguides with a dielectric filling and also the planar transmission lines with a periodically changing structure. Use of a photon crystal, on the one hand, allows us to receive a variation of the reflection coefficient from the values close to zero up to the values close to a unit, in the measured range of frequencies. At that, an expansion of the range of the measured thicknesses and the class of the studied materials is reached and a possibility appears for carrying out of measurements in the selected band of frequencies for development of the microwave functional electronic devices. The photon crystals containing the conductor layers, including nanometer metal films, have pronounced resonant characteristics. In the transmission spectrum of such structures there is a frequency area forbidden for propagation of an electromagnetic wave — an analog of the forbidden zone in crystals [8–12].

For improvement of the technology for development of the layered structures on the basis of the nanometer metal films used in the micro-, acousto- and optoelectronics, it is important to measure precisely the thickness of a layer of metal and its conductivity upon the completion of a production cycle. It is desirable to take such measurements without destroying the structure, for example, with the use of a microwave radiation. For determination of the thickness and conductivity of the nanometer metal films in the layered structures it is possible to use the results of measurements of the spectra of reflection and transmission of the microwave radiation interacting with them, provided that

their theoretical description is known. Finding of the electrophysical parameters of the layered structures by their ranges of reflection and transmission of an electromagnetic wave is connected with the necessity to solve the inverse problem [8–12].

The most widespread methods for electrodynamic research of the nondestructive control are the waveguide and the resonator ones. The waveguide methods envisage considering of interaction of an electromagnetic wave, propagating in a waveguide, with a sample placed in it, and the intensity of the transmitted reflected waves are measured. During measurements by the resonator methods the circuit is adjusted in resonance by variation of the sizes of the electrodynamic system or of the frequency of the generator. These methods are based on absorption of the microwave energy by the free charge carriers and variation of the equivalent sizes of the resonator, when a semiconductor is placed in it. By the results of the change of the characteristics of the resonator we can define the dielectric permeability and conductivity of the material, and the conductivity change, caused by imposing of the magnetic field and illumination of a sample. If the dependence between the variation of the conductivity and absorption in a sample is linear, then it is possible to estimate the time of setting of the nonequilibrium processes in the semiconductors, such as the volume time of life of the nonbasic charge carriers and the speed of the surface recombination [13].

Most methods of the nondestructive control of the microwave properties of materials give us an opportunity to receive a result of measurements, averaged by size, and comparable with the radiation wavelength. The near-field microwave microscopy is a nondestructive direct method of research allowing us to obtain information concerning the surface and subsurface properties of various environments with a high degree of localization. This method is based on recording of the microwave influence, localized in the near field, which makes it possible to increase sharply the spatial resolution and overcome the diffraction limit in the microwave range [13].

When using an open hemispherical resonator with a plane-parallel reflector for restoration of the disturbing signal from the resonator, the distance from a sample to an opening is modulated with a fixed frequency. It becomes possible to restore with a phase accuracy the signal reflected from the resonator for construction of a qualitative picture of a sample in the process of its scanning under the opening. In all these resonance methods the evanescent waves are used in order to connect the volume resonator and the local part of the sample. In this sense such methods are similar to the aperture method of the near-field scanning optical microscopy, where a cone-shaped optical fiber is used [13].

For a nonresonator circuit, in which a sample is placed on the end or near the end of the microwave transmitting line, the complex reflection (or transmissions) coefficients are measured, by which the proper-

ties of a sample are determined. The most widely known technique is measurement of the reflection coefficient from the coaxial transmitting line, on the end of which there is a sample (perhaps, with an air gap). Versions of this method use the waveguides, in the walls of which there is a crack of the resonator and the microstrip lines for reflection measurements. The transmission measurements are also realized in the coaxial and waveguide versions. The above techniques are mainly used for drawing up the maps of metals' conductivity or surface resistance and dielectric constant [13].

Methods of the near-field microwave microscopy for the electrodynamic research works of the functional properties of materials

Let us consider one of the most sensitive forms of the near-field microwave microscopy, in which a sample is placed near an open end of the resonator on a transmission line section, while the changes of the resonant frequency and good quality are measured in the process of scanning of the sample. This class of techniques is characterized by the fact that it provides an opportunity for "strengthening by the field" on the end of the transmission line. "Strengthenings by the field property" sets the scale for a spatial resolution of this class of microscopes. The first version of the design made according to this concept was used for measurement of the moisture content in paper. In other designs the employed transmission lines either have the samples, which are in contact with the open end of the resonator, or have an air gap between the probe and the sample.

For receiving pictures of the surface resistance and nonlinearity, the corresponding technique for a distant zone is used with a scanning dielectric resonator being in contact with a sample. It was proved that the technique based on the use of a transmission line with a resonator provides the most accurate quantitative data in comparison with all the other methods of the near-field microwave microscopy. A quantitative display of the topography of the surface resistance, dielectric constant and dielectric losses is also possible. Use of "the strengthening by field property" advanced the spatial resolution of the methods of the resonant and nonresonant microscopy to the submicrometer area, preserving the quantitative nature of measurements.

During realization of the method of measurement of a complex relative dielectric permeability of the composite materials, like coal-plastics, which are characterized by great values of the complex relative dielectric permeability and have a rough surface, a reference shorting plug and two additional reference shorting plugs are used — a smooth one and a rough one. Then the complex coefficient of reflection from the reference shorting plug and the measured sample are measured. Further, a specification of the complex reflection coefficients and processing of the results with calculation of the complex relative dielectric permeability are carried out.

The techniques for measurement of the complex dielectric permeability and tangent of the angle of the dielectric losses of the composite materials of the coal-plastics type are promising. The surface roughness of the sample material is measured. Then a reference shorting plug with the same roughness, as the measured material, is selected. Further, the complex coefficient of reflection from the reference shorting plug and the studied sample is measured and processing of the results is carried out with calculation of the values of the complex dielectric permeability and tangent of the angle of the dielectric losses.

For calculation of the complex dielectric permeability of the radio absorbing composite materials during heating, thermocouples are built into the sample of the measured material on all its thickness at different depths, beginning from the surface, for measurement of the temperature profile. A probing electromagnetic wave of big power is used, which, at the same time, carries out heating and measurement of the properties of the sample of the measured material. The temperature of heating is determined by the thermocouples in all the thickness of the sample of the measured material. The measured parameters are the complex reflection coefficient or transmission of an electromagnetic wave through a sample and the temperature of heating of the sample in its thickness. By the measured parameters the accurate values of the dielectric permeability of the measured material are calculated.

There is a way for determination of the complex dielectric permeability and thickness of the dielectric plates on the microwave basis, a specific feature of which is that by means of a directed antenna a wave is excited falling on a dielectric plate. By the minimum of the field of the reflected wave the Brewster angle of the falling wave is determined and the value of the dielectric permeability is calculated. The powers of the falling and the reflected waves are measured, the reflection coefficient is defined, the specific conductivity and dielectric losses of the studied plate are calculated. Such a method allows us to define the complex dielectric permeability and thickness of the plates, which do not have a dielectric substrate [13].

Conclusion

Thus, carrying out of the research of the specific features of interaction of the electromagnetic radiation of the microwave range with one-dimensional waveguide photon crystals is an urgent scientific and technical task. Also important are a practical expansion of the range and increase of the reliability of measurements of the electrophysical parameters and thicknesses of the thin nanometer metal films, layers of the dielectric and semiconductor materials included in the composition of the one-dimensional waveguide photon crystals as violations of the frequency of the layered structure by the spectra of reflection and transmission of the electromagnetic radi-

ation of the microwave range interacting with them. Development in the area of the near-field microwave microscopy resulted in a possibility of setting of a new class of the electrodynamic experiments for research of the properties of the complex environments. Free from restrictions of the traditional microwave optics, such experiments can be carried out at a high spatial resolution in a wide frequency range. Besides, the measurements can be taken quantitatively, which ensures a practical opportunity for visualization of the spatial distributions of the microwave properties of the materials.

References

1. Faneca J., Hogan B. T., Torres E., Craciun M., Baldycheva A. 2D Materials Integrated in Si₃N₄ Photonics Platform, *SPIE Proceedings, Silicon Photonics XIII*, 2018, 105370A, pp. 1–13.
2. Slepov N. Fotonnye kristally. Budushchee vychislitel'noj tekhniki i svyazi, *Elektronika: Nauka. Tekhnologiya. Biznes*, 2000, no. 2, pp. 32–35 (in Russian).
3. Maksimenko V. V., Galyamov B. Sh., Mal'cev P. P. Fraktal'nye klasteri i mikrosistemnaya tekhnika. Dielektricheskaya pronicaemost' fraktal'nogo klastera, *Mikrosistemnaya tekhnika*, 2001, no. 8, pp. 25–30 (in Russian).
4. Maksimenko V. V., Galyamov B. Sh., Mal'cev P. P. Fraktal'nye klasteri i mikrosistemnaya tekhnika. Lokalizaciya i ostanovka sveta v sisteme nepogloshchayushchih nanochastic, *Mikrosistemnaya tekhnika*, 2001, no. 7, pp. 29–35 (in Russian).
5. Tolmachev V. A., Perova T. S., Grudinkin S. A., Melnikov V. A., Astrova E. V., Zharkova Ya. A. Electrotunable in-plane one-dimensional photonic structure based on silicon and liquid crystal, *Applied Physics Letters*, 2007, vol. 90, 011908, pp. 1–3 (in Russian).
6. Usanov D. A., Skripal' A. V., Abramov A. V., Bogolyubov A. S., Skvorcov V. S., Merdanov M. K. Shirokopolosnaya

volnovodnaya soglasovannaya nagruzka, *Patent na izobretenie RU2360336*, opublikovano 27.06.2009 (in Russian).

7. Gorelik V. S., Loboiko A. A. Spektroskopiya stop-zon v poristyh fotonnyh kristalakh, *Vestnik MGTU im. N. E. Baumana. Seriya "Estestvennye nauki"*, 2016, no. 3, pp. 102–109 (in Russian).

8. Usanov D. A., Skripal A. V., Ponomarev D. V., Meshanov V. P., Popova N. F., Merdanov M. K. X- and Ka- band matched loads on microwave photonic crystals, *Proceedings of 21th International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON-2016)*, Krakow, Poland, 2016, pp. 1–3.

9. Usanov D. A., Skripal A. V., Abramov A. V., Bogolubov A. S., Skvortsov V. S., Merdanov M. K. Waveguide photonic crystals with transmittance, controlled by PIN-diodes, *Proceedings of the 39th European Microwave Conference (EuMW-2009)*, Rome, Italy, 2009, pp. 213–216.

10. Usanov D. A., Skripal A. V., Abramov A. V., Bogolubov A. S., Skvortsov V. S., Merdanov M. K. Wideband waveguide matched loads based in photonic crystals with nanometer metal layers, *Proceedings of the 38th European Microwave Conference (EuMW-2008)*, Amsterdam, Netherlands, 2008, pp. 484–487.

11. Usanov D. A., Skripal A. V., Abramov A. V., Bogolubov A. S., Skvortsov V. S., Merdanov M. K. Application of multilayer metal-dielectric structures for creation of wideband waveguide matched loads, *Proceedings of 17th International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON-2008)*, Wroclaw, Poland, 2008, pp. 553–556.

12. Usanov D. A., Skripal A. V., Abramov A. V., Bogolubov A. S., Skvortsov V. S., Merdanov M. K. Measurement of the metal nanometer layer parameters on dielectric substrates using photonic crystals based on the waveguide structures with controlled irregularity in the microwave band, *Proceedings of the 37th European Microwave Conference (EuMW-2007)*, Munich, Germany, 2007, pp. 198–201.

13. Belous A. I., Merdanov M. K., Shvedov S. V. SVCH-elektronika v sistemah radiolokacii i svyazi. Tekhnicheskaya enciklopediya, Tekhnosfera, 2016, 728 p. (in Russian).

УДК 678.660.541.64

К. С. Шыхалиев, д-р техн. наук, проф., академик ЕАН, проф. каф. "Органические вещества и технологии высокомолекулярных соединений",
Азербайджанский Государственный Университет нефти и промышленности, г. Баку,
Kerem_shixaliyev@mail.ru

ОБОБЩЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ НЕКОТОРЫХ ФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПОЛИЭТИЛЕНА ВЫСОКОЙ ПРОЧНОСТИ МЕТОДОМ ПРИВЕДЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ

Поступила в редакцию 15.05.2019

На базе исследования полиэтилена высокой прочности дилатометрическим и реологическим методами в широком диапазоне температур и скоростей охлаждения и деформирования осуществлено обобщение температурной зависимости физических свойств полиэтилена методом приведенных параметров. Таким образом, показана практическая ценность дилатометрического метода исследования кристаллизующихся полимеров, особенно при сопоставлении результатов дилатометрии с результатами реологических исследований.

Ключевые слова: дилатометрия, вязкость, реология, расплав, полиэтилен высокой прочности, температура хрупкости, параметр

Введение

Полиэтилен высокой прочности (ПЭВП), получаемый полимеризацией при средних давлениях, характеризуется высокой линейностью макромолекул, узостью молекулярно-массового распределения (ММР) и высокой степенью кристалличности. Эти особенности химической и физической структуры ПЭВП должны быть учтены при исследовании их поведения при высоких температурах (в расплавленном состоянии), а также при переработке и эксплуатации полученных из них изделий. В связи с этим данные обобщения температурной зависимости от важнейших физических свойств ПЭВП методом приведенных параметров представляют большой научный и практический интерес.

1. Метод приведенных параметров

Дилатометрические свойства полимера (температурная зависимость удельного объема) в широком температурном интервале 20...300 °С, охватывающем закристаллизованное и текучее состояния, изучали в режиме достаточно медленного ступенчатого охлаждения полимера в дилатометре по методике, описанной в работах [1–3].

При этом было установлено, что достоверная характеристика дилатометрических свойств кристаллизующегося полимера, физически правильно и полно отражая особенности кристаллической структуры, может быть получена только в режиме ступенчатого изменения температуры, когда при каждой данной температуре фиксируется равновесное значение удельного объема образца полимера. Расчет первичных результатов дилатометрических измерений проводили по улучшенной методике, позволяющей учитывать изменение диаметра исследуемого в дилатометре образца, связанного со значением действительной усадки полиэтилена.

Температуру в опытах задавали и поддерживали с точностью 0,2 °С. Исследовали образцы ПЭВП производства Socar Polymer, имеющие следующие основные показатели:

1) средняя молекулярная масса — 83 000, определен по вязкости η в растворе декалина при 135 °С;

2) показатель текучести расплава — 1,4 г за 10 мин, определен при 190 °С и нагрузке 5 кг.

Образцы для испытания (размер цилиндра: высота 12 ± 1 мм, диаметр $9,3 \pm 0,5$ мм) получали как в самом испытательном цилиндре дилатометра, так и в специально сконструированной литевой форме, методом литья под давлением на литевой машине ТП-125.

2. Результаты

В ходе дилатометрирования при каждой фиксированной температуре измерение температурного

расширения или сжатия образца осуществляли с точностью до 0,001 мм. Далее первичные результаты измерений обрабатывали и строили зависимость удельного объема v от температуры стеклования полимера T_c .

Путем экстраполяции вычисляли зависимость $v(T)$ в температурной области, в которой полимер находится в текучем состоянии. На основании этой же зависимости $v(T)$ в области закристаллизованного состояния по опубликованной методике А. А. Тагера [4, 5] определяли температуру стеклования полимера T_c . Так как дилатометрические кривые ПЭВП получали при различных скоростях охлаждения в момент кристаллизации J , то имели возможность менять T_c ПЭВП в широком интервале температур.

Измерение реологических характеристик в текучем состоянии проводили с помощью капиллярного вискозиметра по принятой методике [6] в широком диапазоне скоростей деформации сдвига, $\dot{\gamma} = 10^{-1} - 10^3 \text{ с}^{-1}$, напряжений сдвига $\tau = 10^4 \dots 2 \cdot 10^6 \text{ дин/см}^2$ и температуры 135...300 °С. Течение расплава полиэтилена изучали в капилляре с l/d , равным 16 и 32. При данном τ соответствующее значение определяли по формуле $\dot{\gamma} = \tilde{\gamma}(3 + n)$, где $\gamma = Q/\text{ПгЗ}$, а $n = d(\text{лг}\tau)/d(\text{лг}\dot{\gamma})$.

Наибольшую ньютоновскую вязкость расплава $\eta_{\text{нб}}$ получали экстраполяцией экспериментальной зависимости $\text{лг}\eta_{\text{нб}}$ от τ к нулевому значению τ . И далее строили температурную зависимость.

Ранее было показано [7], что при формовании образцов из ПЭВП с разной скоростью охлаждения в момент их кристаллизации формируется структура полимера, резко различающаяся плотностью, степенью кристалличности и релаксационными свойствами. Это приводит при переработке ПЭВП к получению изделий со свойствами, резко зависящими от условий формования. Автором с сотрудниками с помощью метода приведенных параметров [6, 7] получены общие закономерности изменения важнейших физических и механических свойств ПЭВП.

Известно, что важнейшей кинетической характеристикой полимеров, отражающей их структурные особенности и обуславливающей проявление характерных физических свойств, является температура стеклования T_c (см. таблицу). Как видно из полученных нами данных, значение T_c для ПЭВП сильно изменяется в зависимости от скорости охлаждения кристаллизующихся образцов. Этот факт является следствием формирования структур образцов ПЭВП, характеризующихся различной степенью разрыхленности и упорядоченности. При этом образцы полимера отличаются между собой значениями "свободного" объема и температурной зависимостью "свободного" объема. Поэтому исследованные восемь образцов ПЭВП, характеризую-

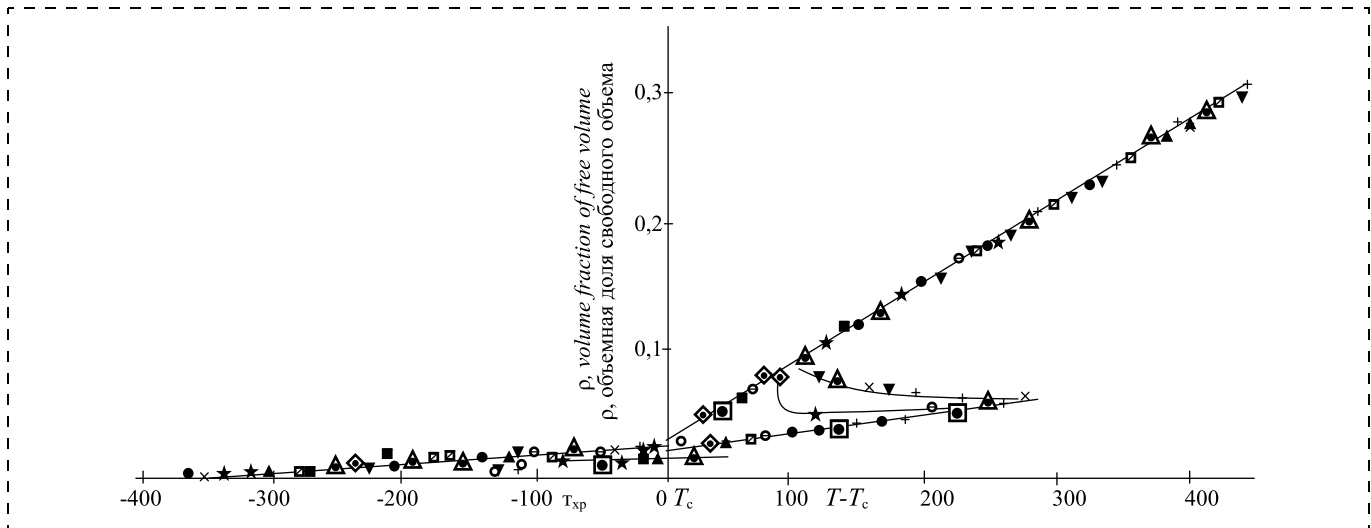


Рис. 1. Зависимость объемной доли "свободного" объема f от приведенной температуры $(T - T_c)$ для разных образцов ПЭВП, полученного при различных скоростях кристаллизации (температурно-инвариантная характеристика объемной доли "свободного" объема линейного полиэтилена):

температура: \blacklozenge — 573 K; \blacktriangle — 523 K; \bullet — 473 K; \blacksquare — 413 K; \star — 397 K; \times — 393 K; \blacktriangledown — 388 K; \circ — 383 K; \blacklozenge — 373 K; \square — 353 K; \blacklozenge — 333 K; \blackplus — 293 K; \blacktriangledown — 253 K; \blacklozenge — 237 K; \blacksquare — 200 K; \circ — 100 K; \ominus — 50 K; \oplus — 0 K

Fig. 1. Dependence of the volume fraction of "free" volume f on the reduced temperature $(T - T_c)$ for different samples of HDPE obtained at different crystallization rates (temperature-invariant characteristic of the volume fraction of "free" volume of linear polyethylene):

temperature: \blacklozenge — 573 K; \blacktriangle — 523 K; \bullet — 473 K; \blacksquare — 413 K; \star — 397 K; \times — 393 K; \blacktriangledown — 388 K; \circ — 383 K; \blacklozenge — 373 K; \square — 353 K; \blacklozenge — 333 K; \blackplus — 293 K; \blacktriangledown — 253 K; \blacklozenge — 237 K; \blacksquare — 200 K; \circ — 100 K; \ominus — 50 K; \oplus — 0 K

щиеся одними и теми же средними молекулярной массой ММ, молекулярно-массовым распределением и показателем текучести расплава, в зависимости от скорости охлаждения имеют dilatометрические характеристики, приближающиеся к зависимости $v(T)$ либо для полностью аморфного состояния, либо для идеально кристаллического состояния.

Таким образом, при любой данной температуре T имеем образцы ПЭВП, резко отличающиеся по своим важнейшим структурным характеристикам: разным соотношением "занятого" и "свободного" объемов, разным соотношением аморфных и кристаллических областей, различными времена-

ми релаксации кинетических единиц структуры, различными плотностью, вязкостью и т. д.

Однако, по-видимому, все эти физические характеристики должны быть пропорциональны [8] разности $T - T_c$. Для доказательства этого положения значения $v(T)$ при различных T для всех восьми образцов ПЭВП были обработаны с учетом концепции "свободного" объема и представлены в виде зависимости объемной доли "свободного" объема образцов полимера $f = (v_T - v_{T=0})v_{T=0}$ от приведенной температуры $T_n(T - T_c)$. Эта зависимость f от $(T - T_c)$ представлена на рис. 1. Как видно из рис. 1, при $T - T_c$ значение f для всех образцов полиэтилена, охлажденных при разных скоростях, располагается практически в одной точке, ордината которой равна универсальному значению $f_c = 0,025 \pm 0,0006$.

Значение T_c и объемной доли "свободного" объема f_c образцов ПЭВП, полученных при различных скоростях охлаждения в момент кристаллизации J

The value of T_c and the volume fraction of the "free" volume f_c of HDPE samples obtained at various cooling rates at the time of crystallization J

N п/п p/p	γ , град/мин deg/min	T_c , K	f_c
1	0.0056	167	0.0256
2	0.0083	184	0.0254
3	0.0333	237	0.0252
4	0.1	257	0.0248
5	0.2	273	0.0254
6	1.0	289	0.0251
7	3.1	301	0.0257
8	295.0	335	0.0255

3. Обсуждение

Далее в зависимости от значений $T - T_c$, все экспериментальные данные располагались на двух ветвях: верхняя ветвь представляет собой зависимость f от $(T - T_c)$ для текучего состояния полимера, нижняя — для закристаллизованного (твердого) состояния. При этом разность объемных коэффициентов термического расширения "свободного" объема полиэтилена для этих состояний составляет

$$d_2 = T_{\text{крист}} - (df)T < T_{\text{крист}} = 6,3 \cdot 10^{-4} - 1,5 \cdot 10^{-4} = 4,8 \cdot 10^{-4} \text{ (град}^{-1}\text{)}, \quad (1)$$

что хорошо согласуется с постоянным универсальным значением для многих линейных полимеров [9–25].

При $T < T_c$ все экспериментальные данные расположены практически на одной зависимости, точка перегиба которой соответствует температуре хрупкости T_{xp} , равной для ПЭВП

$$T_{xp} = T_c - 77 \text{ К.} \quad (2)$$

Температуре хрупкости соответствует значение $f_{kp} = 0,014$.

Таким образом, зависимость f от $T - T_c$ представляет собой температурно-инвариантную характеристику "свободного" объема полимера. Существование этой зависимости позволяет определить значение удельного объема или плотности полимера (а также значений удельного "свободного" объема и значений f) при любой температуре и любой скорости охлаждения J , если только известна зависимость T_c от J и известно значение удельного объема при одной какой-либо температуре T .

Вместе с тем эта универсальная зависимость подтверждает тот факт, что любое физическое свойство полиэтилена (и вообще полимеров) пропорционально приведенной температуре $(T - T_c)$.

Для построения температурно-инвариантных характеристик любых физических свойств полимеров по методу приведенных параметров [14–35] обычно применяют безразмерный параметр смещения

$$\alpha_T = \frac{\eta \cdot \rho_0 \cdot T_0}{\eta_0 \cdot \rho \cdot T} = \frac{Q}{Q_0}, \quad (3)$$

где T — температура приведения; η_0, ρ_0, Q_0 — вязкость, плотность и обобщенное время релаксации, соответственно при температуре приведения T_0 и η, ρ, Q — то же при любой другой температуре T .

Работами М. Вильямса, Р. Ландела, Д. Ферри, А. Тобольского, Т. V. Foy, Р. J. Flory, А. Н. Doolittle было показано, что α_T есть определенная функция $(T - T_c)$:

$$\lg \alpha_T = \frac{1}{2,303 f_c} (T - T_c) / \left(\frac{f_c}{\alpha_2} + T - T_c \right). \quad (4)$$

Для исследованных образцов ПЭВП зависимость $\lg \alpha_T$ от $(T - T_c)$ представлена на рис. 2. Как видно из рис. 2, эта зависимость действительно является температурно-инвариантной для всех исследованных образцов. Зная значение α_T , можно при любой температуре T определить интересующую нас физическую величину полимера, если известно значение этой величины при какой-либо температуре.

Составной частью параметра смещения является соотношение $\rho_0 T_0 / \rho T$, равное $(\eta_0 / \eta) \alpha_T$ или же

равное $\eta_0 Q / \eta Q$. Значение этой важной составляющей и ее температурная зависимость для многих полимеров неизвестны, в частности, для ПЭВП такие данные в литературе отсутствуют. Многие исследователи обычно принимают величину $\rho_0 T_0 / \rho T$, равной 1.

Зависимость $\rho_0 T_0 / \rho T$ от приведенной температуры $(T - T_0)$ для образцов ПЭВП представлена на рис. 3. Как видно из рис. 3, в зависимости от температуры приведения T характер зависимости $\rho_0 T_0 / \rho T$ от $(T - T_0)$ резко изменяется: чем меньше T_0 , т. е. чем ближе T_0 к T_c , тем в большей степени $\rho_0 T_0 / \rho T$ отличается от 1 (кривые 9–1 на рис. 3); чем больше температура опыта T , при которой оценивается $\rho_0 T_0 / \rho T$, тем больше $\rho_0 T_0 / \rho T$ отличается от 1, на значение до 0,18 (т. е. на 18 %) в зависимости от T . Максимальное отклонение $\rho_0 T_0 / \rho T$ от 1, равное 0,6 (т. е. 60 %), может быть при $T = 573 \text{ К}$, если T_0 принять равной равновесной температуре стеклования $T_c = 167 \text{ К}$. Указанная особенность величины $\rho_0 T_0 / \rho T$ и ее температурной зависимости для ПЭВП связана с большой кристаллизруемостью этого линейного полимера. (Штриховыми линиями на рис. 3 показаны изотермы зависимости $\rho_0 T_0 / \rho T$ от $(T - T_0)$ при различных $T = \text{const}$).

Важной составной частью величины α_T является также отношение вязкостей при температуре приведения T_0 и любой другой температуре T , т. е. η_0 / η (если за температуру приведения принять T_c , $\eta T_c = 10^{13}$ пуаз [10–34]). Зависимость наибольшей ньютоновской вязкости расплава $\eta_{нб}$ от темпера-

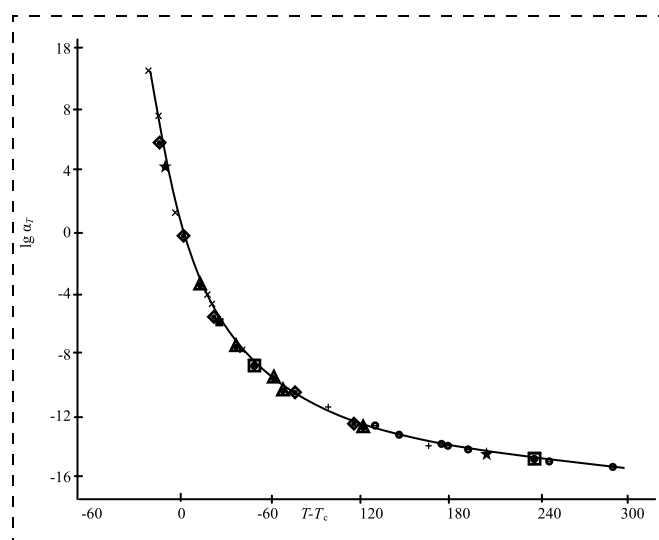


Рис. 2. Зависимость параметра смещения α_T от приведенной температуры $(T - T_0)$ для образцов линейного ПЭ:

температура: \odot — 414 К; \square — 357 К; \triangle — 323 К; $+$ — 273 К; \times — 253 К; \diamond — 223 К; \star — 173 К

Fig. 2. Dependence of the shift parameter α_T on the reduced temperature $(T - T_0)$ for linear PE samples:

temperature: \odot — 414 K; \square — 357 K; \triangle — 323 K; $+$ — 273 K; \times — 253 K; \diamond — 223 K; \star — 173 K

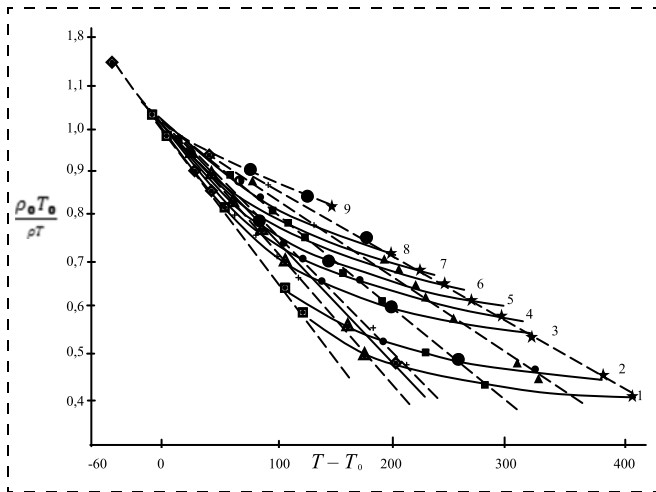


Рис. 3. Зависимость величины $\rho_0 T_0 / \rho T$ (относительной приведенной плотности полимера) от приведенной температуры $(T - T_0)$:

Температура приведения T_0 равна: 1 — 167 К; 2 — 184 К; 3 — 237 К; 4 — 257 К; 5 — 273 К; 6 — 289 К; 7 — 301 К; 8 — 335 К; 9 — 423 К. Температура опыта T равна: \odot — 423 К; \bullet — 450 К; \circ — 475 К; \ominus — 500 К; $\omin�$ — 550 К; \bullet — 573 К; \square — 293 К; \triangle — 350 К; \diamond — 375 К; $+$ — 383 К; \blacksquare — 400 К; \blacktriangle — 500 К; \star — 573 К

Fig. 3. Dependence of $\rho_0 T_0 / \rho T$ (relative reduced density of the polymer) on the reduced temperature $(T - T_0)$:

Temperature of arrangement T_0 equal to: 1 — 167 К; 2 — 184 К; 3 — 237 К; 4 — 257 К; 5 — 273 К; 6 — 289 К; 7 — 301 К; 8 — 335 К; 9 — 423 К. Температура опыта T равна: \odot — 423 К; \bullet — 450 К; \circ — 475 К; \ominus — 500 К; $\omin�$ — 550 К; \bullet — 573 К; \square — 293 К; \triangle — 350 К; \diamond — 375 К; $+$ — 383 К; \blacksquare — 400 К; \blacktriangle — 500 К; \star — 573 К

туры для исследуемого ПЭВП представлена на рис. 4. Как видно из рис. 4, в области температуры 423 К, т. е. еще задолго до достижения равновесной температуры плавления (413 К) и кажущейся температуры плавления (405 К), вязкость особенно резко возрастает при понижении температуры. При этом резко возрастает и кажущаяся теплота активации течения: от значения 5–7 ккал/моль до значения 12,6 ккал/моль. Это обстоятельство является результатом упорядочения структуры полимера в температурной области вблизи $T_{пл}$, приводящее к увеличению межмолекулярного взаимодействия вследствие образования в расплаве структур, предельно подготовленных к кристаллизации. Это состояние может быть охарактеризовано как состояние течения структур расплава, при этом кинетическими единицами, по-видимому, являются ориентированные совокупности сегментов макромолекул, перемещающихся в расплаве как единые целые [35–39].

Обобщение полученных экспериментальных результатов реологических и дилатометрических исследований проводили с помощью известного уравнения ВЛФ [17]. С этой целью при различных температурах (от 413 до 573 К) изучали за-

висимость приведенного параметра $C = (\lg \eta_T / \eta_C - \lg M_W^{-3,4} + \lg \alpha_T)$ от приведенного параметра $(\lg M_W^{-3,4} + \lg \alpha_T)$ для исследованных образцов ПЭВП, характеризующихся средневязкостной молекулярной массой $M_W = 8,3 \times 10^4$ (рис. 5). Инвариантность экспериментальных данных относительно температуры во всем исследованном диапазоне показывает, что уравнение является обобщенной характеристикой температурной за-

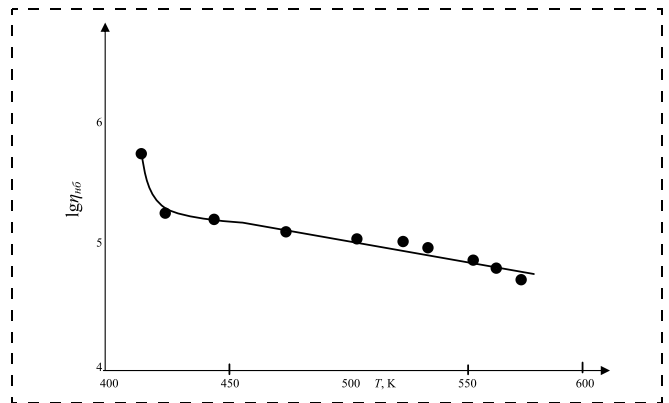


Рис. 4. Зависимость наибольшей ньютоновской вязкости расплава η_{nb} от температуры T для ПЭВП

Fig. 4. Dependence of the greatest Newtonian viscosity of the melt, η_{nb} , on temperature T for HDPE

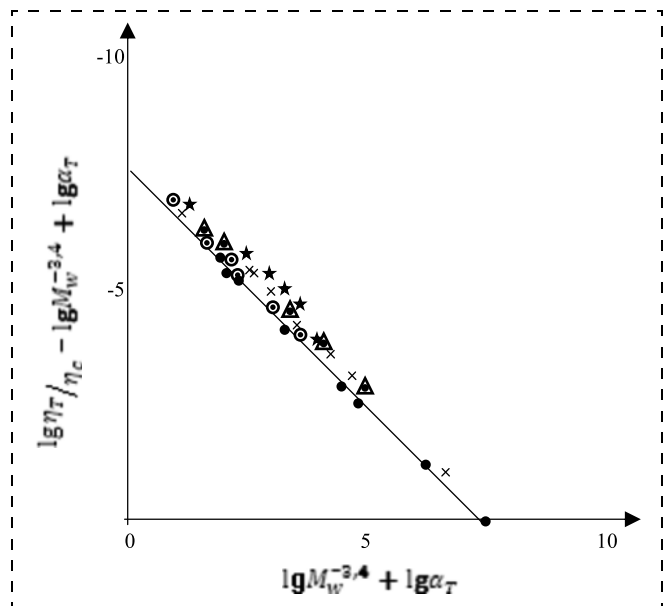


Рис. 5. Зависимость приведенного параметра $(\lg \eta_T / \eta_C - \lg M_W^{-3,4} + \lg \alpha_T)$ от приведенного параметра $(\lg M_W^{-3,4} + \lg \alpha_T)$:

Температура: \odot — 573 К; \star — 523 К; \triangle — 473 К; \times — 423 К; \circ — 413 К

Fig. 5. Dependence of the reduced parameter $(\lg \eta_T / \eta_C - \lg M_W^{-3,4} + \lg \alpha_T)$ on the reduced parameter $(\lg M_W^{-3,4} + \lg \alpha_T)$:

temperature: \odot — 573 К; \star — 523 К; \triangle — 473 К; \times — 423 К; \circ — 413 К

висимости важнейших физических свойств ПЭВП и, по-видимому, всех линейных полимеров:

$$\frac{\eta_T}{\eta_{T_c}} - \lg M_W^{-3,4} + \lg \alpha_T = C.$$

Заключение

В данной работе было изучено обобщение температурной зависимости физических свойств полиэтилена высокой прочности методом приведенных параметров.

По полученным данным приведенный параметр и наибольшая ньютоновская вязкость расплава $\eta_{нб}$ зависят от температуры.

На основании исследований установлено, что инвариантность экспериментальных данных относительно температуры во всем исследованном диапазоне важнейших физических свойств ПЭВП зависит от температуры и средневязкостной молекулярной массы.

Список литературы

1. Бунят-заде А. А., Сагалаев Г. В., Исмаилов Т. М., Святоухов Б. П. // Пластические массы. 1972. № 12. С. 44–46.
2. Frazier W. E. Metal additive manufacturing: A review // Journal of Materials Engineering and Performance. 2014. Vol. 23 (6). P. 1917–1928.
3. Lewandowski J. J., Seifi M. Metal additive manufacturing: A review of mechanical properties // Annual Review of Materials Research. 2016. Vol. 46. P. 14.1–14.36.
4. Fatemi A., Shamsaei N. Multiaxial fatigue: An overview and some approximation models for life estimation // International Journal of Fatigue. 2011. Vol. 33. P. 948–958.
5. Fatemi A., Molaei R., Sharifimehr S., Phan N., Shamsaei N. Multiaxial fatigue behavior of wrought and additive manufactured Ti6Al–4V including surface finish effect // International Journal of Fatigue. 2017. Vol. 100. P. 347–366.
6. Yadollahi A., Shamsaei N. Additive manufacturing of fatigue resistant materials: Challenges and opportunities // International Journal of Fatigue. 2017. P. 14–31.
7. Gong H., Rafi K., Gu H., Ram G. J., Starr T., Stucker B. Influence of defects on mechanical properties of Ti–6Al–4V components produced by selective laser melting and electron beam melting // Materials & Design. 2015. Vol. 86. P. 545–554.
8. Нехаев В. С. О возможности использования ускоренного нагрева при формировании лопатки газотурбинного двигателя из многослойного стеклопластика // Вопросы проектирования и производства конструкций летальных аппаратов. 2006. № 2 (45). С. 36–46.
9. Гасанова С. М., Аджамов К. Ю., Юсифзаде А. А. Использование продуктов, полученных из Джангичайского сланца Азербайджана // Известия ВТУЗ Азербайджана. 2011. № 6. С. 18–21.
10. Azerbaijan Patent I 20040171, МКI С 08 G 8/08, 8/16, 8/36. Method for producing a hybrid of novolac and resol phenol formaldehyde oligomers and its butyl ester.
11. Гасанова С. М., Аджамов К. Ю., Юсифзаде А. А. Получение различных продуктов из Джангичайского сланца. Нефтепереработка и нефтехимия. 2013. № 4. С. 38–40.
12. Амирасланова М. Н. Лакокрасочные и клеящие композиции на основе фенольных олигомеров // Пластические массы. 2014. № 11–12. P. 51–54.
13. Лигидов М. Х., Пахомов С. И. Новые полимерные композиты // Материалы II Всероссийской научно-практической конференции, Нальчик, Россия, 2005. С. 8–16.
14. Shixaliyev K. S. Exploited thermoplastics based compositions // European science review. Scientific journal. 2017. N. 5–6. P. 89–96.
15. Серенко О. А., Гончарук Г. П. и др. Влияние температуры на деформационное поведение композита на основе полипропилена и частиц резины // Высокомолекулярные соединения. 2007. № 1. С. 71–78.
16. Дериков И. Я., Кутергина И. Ю. и др. Устойчивые неравновесные композиты на основе жидкокристаллических полимеров и наночастиц селенида кадмия // Высокомолекулярные соединения. 2014. № 4. С. 408–418.
17. Заикин А. Е., Бобров Г. Б. Компатибилизация смесей несовместимых полимеров наполнением // Высокомолекулярные соединения. 2012. № 8. С. 1275–1282.
18. Кулезнев В. Н., Суриков П. В. Фазовые равновесия в трехкомпонентных смесях полимеров // Высокомолекулярные соединения. 2012. № 11. С. 1602–1609.
19. Чалых А. Е., Герасимов В. К., Михайлов Ю. М. Диаграммы фазового состояния полимерных систем. М.: Янус, 1998.
20. Mulder M. Basic Principles of Membrane Technology. Dordrecht: Kluwer, 1996.
21. Белов Н. А., Сафронов А. П., Ямпольский Ю. П. Обращенная газовая хроматография и термодинамика сорбции в полимерах // Высокомолекулярные соединения. 2012. № 11. С. 1631–1647.
22. Bundjali B., Yudistira I., Jariah B., Sukria L. Study on properties of Polymer Blends from Polypropylene with Polycaprolactone and their Biodegradability // Polymer Journal. 2007. Vol. 39, N. 12. P. 1337–1344.
23. Shixaliyev K. S., Salimova N. A. Termodinamics and mutual distribution of macromolecules in the systems-shorine-shlorocontaining polymeris // European Science review:Scientific journal. 2017. N. 3–4. P. 118–120.
24. Ibrahimova M., Abdullayeva I., Shixaliyev K. THE Researching of the Polyvinylchloride and Butadiene — Nitrile Rubber // International Journal of Research in Science, Engineering and technoiogy. 2019. Vol. 6, Issue 6. P. 27–33.
25. Shykhaliev K., Movlayev I., Alibayli A. Receiving body resins on the basis of ethylene-propylene rubber // European Science Review. 2017. N. 5–6. P. 96–100.
26. Murtazina L. I., Garifullin A. R., Nikultsev I. A. et all. Influence of plastificators on the property of unhardened hermetics on the basis of ethylene-propylendiene rubber // Engineer-chemist's encyclopedia. 2014. N. 8. P. 31–35.
27. Кирш И. А., Помогова Д. А. Изучение свойств вторичных полимерных материалов на основе полипропилена и полиэтилентерефталата, полученных при воздействии ультразвуковых колебаний на расплавы полимеров // Пластические массы. 2012. № 1. С. 48–51.
28. Kurbanova N. I. Heatelastolastics based on polypropylene and tri-ethylene-propylene copolymer // Azerbaijan chemistry. 2013. N. 1. P. 57–59, 2008. № 4. С. 69–72.
29. Тураев Э. Р., Бекназаров Х. С., Ахмедов У. К., Джалилов А. Т. Межфазные взаимодействия трехфазных полипропиленовых композиционных материалов // Universum. Технические науки. 2018. № 12. С. 57.
30. Шастин Д. А., Вольфсон С. И., Макаров Т. В. Влияние модификации тройного этиленпропиленового каучука на физико-механические свойства резин // Вестник Казанского технологического университета. 2010. № 10. С. 257–261.
31. Рыжикова И. Г., Волков А. М., Бауман Н. А., Казаков Ю. М., Вольфсон С. И. Влияние концентрации компонентов модифицирующей системы пероксид/ТМПТА и вязкости по Муни каучука СКЭПТ на баланс текучести и ударопрочности мастер-батчей СКЭПТ в матрице полипропилена // Вестник технологического университета—2015. Т. 18, № 4. С. 148–150.
32. Рыжикова И. Г., Волков А. М., Бауман Н. А., Казаков Ю. М., Вольфсон С. В. Исследование физико-механи-

ческих свойств смесей пп/скэпт, модифицированных пероксидом и системой пероксид/тмпта // Вестник Казанского технологического университета. 2013. Т. 16, № 4. С. 134—137.

33. **Нурмеева Е. К.** Производство и область применения этиленпропиленовых каучуков СКЭПТ // Вестник Казанского технологического университета. 2012. С. 129—131.

34. **Курмеева Е. К.** Перспективы развития производства этилен-пропиленового каучука // Производство и использование эластомеров. 1998. № 1. С. 53—54.

35. **Ключников И. О., Ключников О. Р., Стоянов О. В.** Термостойкие резиновые покрытия на основе СКЭПТ холодной вулканизации // Вестник Казанского технологического университета. 2015. Т. 18, № 1. С. 224—225.

36. **El-Sabbagh S. H.** Compatibility Study of Natural Rubber and Ethylene—Propylene—Diene Rubber Blends/ Department of Polymers and Pigments, National Research Centre, Dokki, Cairo, Egypt, 2001. С. 2—11.

37. **Аскадский А. А.** Влияние сильных межмолекулярных и химических взаимодействий на совместимость полимеров // Успехи химии. 1999. № 4. С. 349—364.

38. **Amash A., Shuster R. H., Frueh T.** Effects of Compability in Rubber/Polypropilene Blends // Elastomere und Kunststoffe. 2001. N. 6. P. 315—320.

39. **Abou-Helal M. O., El-Sabbagh S. H.** Study on the Com- pability of NR-EPDM Blends Using Electrical and Mechanical Techniques // Journal of Elastomers and Plastics. 2005. N. 4. P. 319—346.

K. S. Shixaliyev, D. Sc., Professor, Kerem_shixaliyev@mail.ru, The Department of "Organic Substances and Technology of Highmolecular Compounds", Azerbaijan Oil and Industrial University. Baku, Azerbaijan

Corresponding author:

Shixaliyev Kerem S., D. Sc., Professor, Azerbaijan Oil and Industrial University, Baku, Azerbaijan, Kerem_shixaliyev@mail.ru

Generalization of the Temperature Dependence of Some Physical Properties of High-Strength Polyethylene (HDPE) by the Method of Reduced Parameters

Received on May 15, 2019
Accepted on August 02, 2019

In this paper, based on the study of HDPE by dilatometric and rheological methods in a wide range of temperatures and cooling and deformation rates, we generalized the temperature dependence of the physical properties of polyethylene using the specified parameters method. Test specimens (cylinder size: height 12 mm, diameter 9.3 mm) were obtained both in the dilatometer's test cylinder itself and in a specially designed injection mold using injection molding on a TP-125 injection molding machine. The temperatures in the experiments were added and maintained with an accuracy of 3.2 °C. Defined by The dependence of $\rho_0 T_0 / \rho T$ (relative reduced density of the polymer) on the reduced temperature $(T - T_0)$. Test specimens (cylinder size: height 12 mm, diameter 9.3 mm) were obtained both in the dilatometer's test cylinder itself and in a specially designed injection mold using injection molding on a TP-125 injection molding machine. It was found that a reliable characteristic of the dilatometric properties of the crystallizing polymer, physically correctly and completely reflecting the features of the crystalline structure, can be obtained only in the mode of stepwise temperature changes, when at each given temperature the equilibrium value of the specific sample of the primer is fixed. Thus, the practical value of the dilatometric method for studying crystallizing polymers is shown, especially when comparing the results of dilatometry with the results of rheological studies.

Keywords: dilatometry, viscosity, rheology, melt, high-strength polyethylene (HDPE), brittleness temperature, parameter

For citation:

Shixaliyev K. S. Generalization of the Temperature Dependence of Some Physical Properties of High-Strength Polyethylene (HDPE) by the Method of Reduced Parameters, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 11, pp. 681—690.

Introduction

HDPE, obtained by polymerization at moderate pressures, is characterized by high linearity of macromolecules, narrow MMD and a high degree of crystallinity. These features of the chemical and physical structure of HDPE must be taken into account when studying their behavior at high temperatures (in the molten state), as well as during the processing and operation of the products obtained from them. In connection with the foregoing, these generalizations of temperature dependence on the most important physical properties of HDPE by the method of given parameters are of great scientific and practical interest.

1. The method of reduced parameters

The dilatometric properties of the polymer (temperature dependence of the specific volume) over a wide temperature range of 20...300 °C, covering crystallized and fluid states, were studied in the mode of rather slow stepwise cooling of the polymer in a dilatometer according to the procedure described in [1—3].

It was found that a reliable characteristic of the dilatometric properties of the crystallizing polymer, physically correct and fully reflecting the features of the crystalline structure, can be obtained only in the mode of stepwise temperature change, when at each given temperature the equilibrium value of the specific vol-

ume is fixed polymer sample. Calculation of the primary results of dilatometric measurements was carried out according to an improved methodology that allows taking into account the change in the diameter of the sample studied in the dilatometer, related to the value of the actual shrinkage of polyethylene.

The temperature in the experiments was set and maintained with an accuracy of 0.2 °C. We studied samples of HDPE produced by Socar Polymer having the following main indicators:

- 1) the average molecular mass is 83 000, determined by the viscosity η in a solution of decalin at 135 °C;
- 2) the melt flow rate is 1.4 g in 10 min, determined at 190 °C and a load of 5 kg.

Test samples (cylinder size: height 12 ± 1 mm, diameter 9.3 ± 0.5 mm) were obtained both in the test cylinder of the dilatometer and in a specially designed injection mold using injection molding on an injection machine TP-125.

2. Results

During dilatometry at each fixed temperature, the temperature expansion or contraction of the sample was measured with an accuracy of 0.001 mm. Further, the primary measurement results were processed and the dependence of the specific volume v on the glass transition temperature of the polymer T_c was plotted.

By extrapolation, the dependence $v(T)$ was calculated in the temperature region in which the polymer is in a fluid state. Based on the same dependence $v(T)$ in the crystallized state region according to the published method of Tager A. A. [4, 5], the glass transition temperature of the polymer T_c was determined. Since dilatometric HDPE curves were obtained at various cooling rates.

The rheological characteristics in the fluid state were measured using a capillary viscometer according to the accepted procedure [6] in a wide range of shear strain rates, $\dot{\gamma} = 10^{-1} - 10^3 \text{ c}^{-1}$, shear stresses $\tau = 10^4 \dots 2 \cdot 10^6 \text{ dyn/cm}^2$ and temperature 135...300 °C. The polyethylene melt flow of was studied in a capillary with l/d equal to 16 and 32. For given τ , the corresponding value was determined by the formula $\dot{\gamma} = \bar{\gamma}(3 + n)$, where $\gamma = Q/\Pi r^3$, and $n = d(\lg \dot{\gamma})/d(\lg \tau)$.

The highest Newtonian melt viscosity η_{H6} was obtained by extrapolating the experimental dependence of $\lg \eta_{H6}$ on τ to a zero value of τ . And then the temperature dependence was built.

It was shown earlier [7] that when forming samples from HDPE with different cooling rates at the time of their crystallization, a polymer structure forms, which differs sharply in density, degree of crystallinity and relaxation properties. When processing HDPE, this leads to the production of products with properties that sharply depend on the conditions of molding. Using the method of reduced parameters [6, 7], the author and his colleagues obtained general patterns of change in the most important physical and mechanical properties of HDPE.

It is known that the most important kinetic characteristic of polymers, reflecting their structural features and causing the manifestation of their characteristic physical properties, is the glass transition temperature T_c (see table). As can be seen from the data obtained by us (see table), the value of T_c for HDPE varies greatly depending on the cooling rate of crystallized samples. This fact is a consequence of the formation of the structures of HDPE samples, characterized by various degrees of loosening and ordering. In this case, polymer samples differ in the values of the "free" volume and the temperature dependence of the "free" volume. Therefore, eight HDPE samples studied, characterized by the same average molecular mass MM, molecular weight distribution and melt flow rate, depending on the cooling rate, have dilatometric characteristics approaching the dependence $v(T)$ or for completely amorphous state, or for an ideal crystalline state.

Thus, at any given temperature T , we have HDPE samples that differ sharply in their most important structural characteristics: different ratios of "occupied" and "free" volumes, different ratios of amorphous and crystalline regions, different relaxation times of kinetic units of the structure, various density, viscosity, etc.

However, apparently, all these physical characteristics should be proportional to [8] the difference $T - T_c$. To prove this position, the values of $v(T)$ at various T for all eight HDPE samples were processed taking into account the concept of "free" volume and presented as the dependence of the volume fraction of the "free" volume of polymer samples $f = (v_f - v_{f=0})/v_{f=0}$ on the reduced temperature. This dependence f on $(T - T_c)$ is shown in fig. 1. As can be seen from fig. 1, at $T - T_c$, the value of f for all polyethylene samples cooled at different speeds is located at almost the same point, whose ordinate is equal to the universal value $f_c = 0.025 \pm 0.0006$.

3. Discussion

Further, depending on the values of $T - T_c$, all experimental data were located on two branches: the upper branch is a dependence of f on $(T - T_c)$ for the polymer flowable state, the lower one for the crystallized (solid) state. At the same time, the difference between the volume thermal expansion coefficients of the "free" volume of polyethylene for these states is

$$d_2 = T_{\text{крист}} - (df)T < T_{\text{крист}} = 6,3 \cdot 10^{-4} - 1,5 \cdot 10^{-4} = 4,8 \cdot 10^{-4} (\text{grad}^{-1}), \quad (1)$$

which agrees well with the constant universal value for many linear polymers [9–25].

At $T < T_c$, all experimental data are located on almost one dependence, the inflection point of which corresponds to the temperature of brittleness T_{xp} , equal for HDPE

$$T_{xp} = T_c - 77 \text{ K}. \quad (2)$$

The brittleness temperature corresponds to $f_{kp} = 0.014$.

Thus, the dependence of f on $T - T_c$ is the temperature-invariant characteristic of the "free" volume of the polymer. The existence of this dependence allows determining the value of the specific volume or density of the polymer (as well as the values of the specific "free" volume and f values) at any temperature and at any cooling rate J , if only the dependence of T_c on J is known and the value of the specific volume at one any temperature T .

On the other hand, this universal dependence confirms the fact that any physical property of polyethylene (and of polymers in general) is proportional to the reduced temperature ($T - T_c$).

To construct the temperature-invariant characteristics of any physical properties of polymers by the method of the above parameters [8–14], a dimensionless displacement parameter is usually used.

$$\alpha_T = \frac{\eta \cdot \rho_0 \cdot T_0}{\eta_0 \cdot \rho T} = \frac{Q}{Q_0}, \quad (3)$$

where T is the temperature of reduction; η_0 , ρ_0 , Q_0 — viscosity, density and generalized relaxation time, respectively, at a temperature of reduction T_0 and η , ρ , Q — at any other temperature T .

The works of M. Williams, P. Landel, D. Ferry, A. Tobolsky, T. V. Foy, R. J. Flory, A. N. Doolittle show that α_T is a definite function ($T - T_c$):

$$\lg \alpha_T = \frac{1}{2,303f_c} (T - T_c) / \left(\frac{f_c}{\alpha_2} + T - T_c \right). \quad (4)$$

For the HDPE samples that we studied, the dependence of $\lg \alpha_T$ on $(T - T_c)$ is shown in fig. 2. As can be seen from fig. 2, this dependence is indeed temperature-invariant for all the samples studied. Knowing the value of α_T , it is possible at any temperature T to determine the physical size of the polymer of interest to us, if the value of this value is known at any temperature.

The component of the parameter is the relation $\rho_0 T_0 / \rho T$ equal to $(\eta_0 / \eta) \alpha_T$ or equal to $\eta_0 Q / \eta Q$. The significance of this important component and its temperature dependence for many polymers is not known, in particular, for HDPE such data are absent in the literature. Many researchers usually take the value of $\rho_0 T_0 / \rho T$ equal to 1.

The dependence of $\rho_0 T_0 / \rho T$ on the reduced temperature ($T - T_0$) for HDPE samples is shown in fig. 3. As can be seen from fig. 3, depending on the temperature of the reduction T , the nature of the dependence of $\rho_0 T_0 / \rho T$ on $(T - T_0)$ changes dramatically, the smaller T_0 , i.e., the closer T_0 is to T_c , the more $\rho_0 T_0 / \rho T$ differs from 1 (curves 9–1 in fig. 3); the greater the temperature of the experiment T , at which $\rho_0 T_0 / \rho T$ is estimated, the more $\rho_0 T_0 / \rho T$ differs from 1 by a

value of up to 0.18 (i.e., by 18 %) depending on T . The maximum deviation $\rho_0 T_0 / \rho T$ from 1, equal to 0.6 (i.e., 60 %), can be at $T = 573$ K, if T_0 taken equal to the equilibrium glass transition temperature $T_c = 167$ K. The indicated feature of the quantity and its temperature dependence for HDPE is associated with the high crystallizability of this linear polymer.

The dotted lines in fig. 3 show the isotherms of $\rho_0 T_0 / \rho T$ versus $(T - T_0)$ for various $T = \text{const}$.

An important component of the value of α_T is also the ratio of viscosities at the temperature of reduction T_0 and any other temperature T , that is, η_0 / η (if T_c is taken as the temperature of reduction, ηT_c is 10^{13} poise [10–34]). The dependence of the highest Newtonian viscosity of the melt η_{nb} for the investigated HDPE is shown in fig. 4. As can be seen from fig. 4, in the region of temperature 423 K, i.e. long before reaching the equilibrium melting temperature (413 K) and the apparent melting point (405 K), the viscosity increases especially sharply with decreasing temperature. In this case, the magnitude of the apparent heat of activation of the flow increases sharply: from the value of 5–7 kcal/mol to the value of 12.6 kcal/mol. This circumstance is the result of the ordering of the polymer structure in the temperature region near T_m , which leads to an increase in the intermolecular interaction due to the formation in the melt of structures that are extremely prepared for crystallization. This state can be characterized as a state of flow of melt structures, with kinetic units apparently being oriented aggregates of segments of macromolecules moving in the melt as whole units [35–39].

The generalization of the obtained experimental results of rheological and dilatometric studies was performed using the well-known WLF equation [17]. To this end, at different temperatures (from 413 to 573 K) the dependence of the reduced parameter $C = (\lg \eta_T / \eta_C - \lg M_W^{-3,4} + \lg \alpha_T)$ was studied, and the reduced parameter $(\lg M_W^{-3,4} + \lg \alpha_T)$ for the studied HDPE samples, characterized by a medium viscous molecular mass $M_W = 8.3 \cdot 10^4$ (fig. 5). The invariance of experimental data regarding temperature over the entire investigated range shows that the equation is generalized a characteristic of the temperature dependence of the most important physical properties of HDPE and, apparently, of all linear polymers:

$$\frac{\eta_T}{\eta_{T_c}} - \lg M_W^{-3,4} + \lg \alpha_T = C.$$

Conclusion

In this paper, we studied the generalization of the temperature dependence of the physical properties of high-strength polyethylene by the method of reduced parameters.

According to the data obtained, the reduced parameter and the highest Newtonian melt viscosity η_{nb} depend on temperature.

Based on the studies, it was found that the invariance of experimental data with respect to temperature in the entire studied range of the most important physical properties of HDPE depends on temperature and average viscosity molecular weight.

References

1. **Buniyat-zade A. A., Sagalaev G. V., Ismailov T. M., Svyatodukhov B. P.** *Plastics*, 1972, no. 12, pp. 44–46 (in Russian).
2. **Frazier W. E.** Metal additive manufacturing: A review. *Journal of Materials Engineering and Performance*, 2014, vol. 23 (6), pp. 1917–1928.
3. **Lewandowski J. J., Seifi M.** Metal additive manufacturing: A review of mechanical properties, *Annual Review of Materials Research*, 2016, vol. 46, pp. 14.1–14.36.
4. **Fatemi A., Shamsaei N.** Multiaxial fatigue: An overview and some approximation models for life estimation, *International Journal of Fatigue*, 2011, vol. 33, pp. 948–958.
5. **Fatemi A., Molaei R., Sharifimehr S., Phan N., Shamsaei N.** Multiaxial fatigue behavior of wrought and additive manufactured Ti6Al-4V including surface finish effect, *International Journal of Fatigue*, 2017, vol. 100, pp. 347–366.
6. **Yadollahi A., Shamsaei N.** Additive manufacturing of fatigue resistant materials: Challenges and opportunities, *International Journal of Fatigue*, 2017, pp. 14–31.
7. **Gong H., Rafi K., Gu H., Ram G. J., Starr T., Stucker B.** Influence of defects on mechanical properties of Ti-6Al-4V components produced by selective laser melting and electron beam melting, *Materials & Design*, 2015, vol. 86, pp. 545–554.
8. **Nekhaev V. S.** Vozmognosti ispolzovaniya uskorenogo nagreva pri formirovani lopatki gazoturbinnogo dvigatelya iz mnogosloynnogo stekloplastika, *Voprosy proektirovaniya i proizvodstva konstrukcij letatel'nykh apparatov*, 2006, no. 2 (45), pp. 36–46 (in Russian).
9. **Gasanova S. M., Adjamov K. Yu., Yusifzade A. A.** Ispolzovanie productov, poluchennih iz Djangichajskogo slanca Azerbajdjana, *Izvestiya VTUZ Azerbajdjana*, 2011, no. 6, pp. 18–21.
10. **Azerbaiddzhan Patent I 20040171, MKI C 08 G 8/08, 8/16, 8/36.** Method for producing a hybrid of novolac and resol phenol formaldehyde oligomers and its butyl ester.
11. **Gasanova S. M., Adjamov K. Yu., Yusifzade A. A.** Poluchenie razlichnikh productov iz Dzhanchajskogo slanca, *Neftepererabotka i neftehimiya*, 2013, no. 4, pp. 38–40 (in Russian).
12. **Amiraslanova M. N.** Lakokrasochnye i kleevye kompozicii na osnove fenol'nykh oligomerov. [Amiraslanova M. N. Paintwork and glue compositions based on phenolic oligomers], *Plastičeskie massy*, 2014, no. 11–12, pp. 51–54 (in Russian).
13. **Ligidov M. Kh., Pakhomov S. I.** Novie polymernie kompozitsii, *Papers of II All-Russian Scientific and Practical Conference, Nal'chik, Russia*, 2005, pp. 8–16.
14. **Shixaliyev K. S.** Exelolited termoplastics based compositions, *European science review. Scientific journal* 2017, no. 5–6, pp. 89–96.
15. **Serenko O. A., Goncharuk G. P.** et al. *Visokomolekularnii soedineniya*, 2007, no. 1, pp. 71–78 (in Russian).
16. **Derikov I. Ya., Kutergina I. Yu.** et al. Stable nonequilibrium composites based on liquid crystalline polymers and cadmium selenide nanoparticles, *High Molecular Compounds*, 2014, no. 4, pp. 408–418.
17. **Zaikin A. E., Bobrov G. B.** Compatibilization of mixtures of incompatible polymers by filling, *High-molecular compounds*, 2012, no. 8, pp. 1275–1282.
18. **Kuleznev V. N., Surikov P. V.** Phase equilibria in three-component polymer blends, *High-molecular compounds*, 2012, no. 11, pp. 1602–1609.
19. **Chalykh A. E., Gerasimov V. K., Mikhailov Yu. M.** Diagrams of the phase state of polymer systems. Moscow, Janus, 1998.
20. **Mulder M.** Basic Principles of Membrane Technology, Dordrecht, Kluwer, 1996.
21. **Belov N. A., Safronov A. P., Yampolsky Yu. P.** Reverse gas chromatography and thermodynamics of sorption in polymers, *High-molecular compounds*, 2012, no. 11, pp. 1631–1647.
22. **Bundjali B., Yudistira I., Jariah B., Sukria L.** Study on properties of Polymer Blends from Polypropylene with Polycaprolactone and their Biodegradability, *Polymer Journal*, 2007, vol. 39, no. 12, pp. 1337–1344.
23. **Shixaliyev K. S., Salimova N. A.** Termodinamika i mutual distribution of macromolecules in the systems-shorine-shlo-rocontaining polymeris, *European Science review: Scientific journal*, 2017, no. 3–4, pp. 118–120.
24. **Ibrqhimova M., Abdullayeva I., Shixaliyev K.** The Researching of the Polyvinylchloride and Butadiene — Nitrile Rubber, *International Journal of Research in Science, Engineering and technology*, 2019, vol. 6, issue 6, pp. 27–33.
25. **Shykhaliyev K., Movlayev I., Alibayli A.** Receiving body resins on the basis of ethylene-propylene rubber, *European Science Review*, 2017, no. 5–6, pp. 96–100.
26. **Murtazina L. I., Garifullin A. R., Nikultsev I. A., et al.** Influence of plasticizers on the property of unhardened hermetics on the basis of ethylene-propylenediene rubber, *Engineer-chemist's encyclopedia*, 2014, no. 8, pp. 31–35.
27. **Kirsh I. A., Pomogova D. A.** Study of the properties of secondary polymer materials based on polypropylene and polyethyleneterephthalat, obtained in the influence of ultrasonic vibrations on the polymer melts, Moscow, *Plastic masses*, 2012, no. 1, pp. 48–51.
28. **Kurbanova N. I.** Heatelastolastics based on polypropylene and tri-ethylene-propylene copolymer. *Azerbaijan chemistry*, 2013, no. 1, pp. 57–59.
29. **Turaev E. R., Beknazarov Kh. S., Akhmedov U. K., Jalilov A. T.** Interphase interactions of three-phase polypropylene composite materials, *Universum. Tekhnicheskie nauki*. 2018, no. 12, p. 57.
30. **Shastin D. A., Wolfson S. I., Makarov T. V.** Influence of modification of triple ethylene-propylene rubber on the physico-mechanical properties of rubbers, *Vestnik Kazanskogo Tekhnologicheskogo Universiteta*, 2010, no. 10, pp. 257–261.
31. **Ryzhikova I. G., Volkov A. M., Bauman N. A., Kazakov Yu. M., Wolfson S. I.** SKEPT master-batches in a polypropylene matrix, *Vestnik Tekhnologicheskogo Universiteta*, 2015, no. 4, pp. 148–150.
32. **Ryzhikova I. G., Volkov A. M., Bauman N. A., Kazakov Yu. M., Wolfson S. I.** 2013, vol. 16, no. 10, pp. 134–137.
33. **Nurmeeva E. K.** Production and scope of ethylene-propylene rubbers SKEPT, *Vestnik Kazanskogo Tekhnologicheskogo Universiteta*, 2012, pp. 129–131.
34. **Nurmeeva E. K.** Prospects for the development of production of ethylene-propylene rubber, *Production and use of elastomers*, 1998, no. 1, pp. 53–54.
35. **Klyuchnikov I. O., Klyuchnikov O. R., Stoyanov O. V.** *Bulletin of Kazan Technological University*, 2015, vol. 18, no. 1, pp. 224–225.
36. **El-Sabbagh S. H.** Compatibility Study of Natural Rubber and Ethylene — Propylene — Diene Rubber Blends, Department of Polymers and Pigments, National Research Center, Dokki, Cairo, Egypt. 2001, pp. 2–11.
37. **Askadsky A. A.** Influence of strong intermolecular and chemical interactions on the compatibility of polymers, *Usage of chemistry*, 1999, no. 4, pp. 349–364.
38. **Amash A., Shuster R. H., Frueh T.** Effects of Compability in Rubber / Polypropilene Blends, *Elastomere und Kunststoffe*, 2001, no. 6, pp. 315–320.
39. **Abou-Helal M. O., El-Sabbagh S. H.** Study on the Compability of NR-EPDM Blends Using Electrical and Mechanical Techniques, *Journal of Elastomers and Plastics*, 2005, no. 4, pp. 319–346.

А. А. Кулакова, канд. техн. наук, мл. науч. сотр., e-mail: anastasya.staryh@mail.ru, Инжиниринговый центр приборостроения, радио- и микроэлектроники Южного федерального университета, г. Таганрог,

Е. Б. Лукьяненко, канд. техн. наук, доц., e-mail: luk101010@mail.ru, г. Таганрог

СТАТИЧЕСКИЕ ТРИГГЕРЫ НА ОСНОВЕ МАССИВОВ *p*- и *n*-КАНАЛЬНЫХ МОП-ТРАНЗИСТОРОВ

Поступила в редакцию 23.08.2019

*Показан переход на более высокий уровень иерархии в элементной базе триггерных схем, при котором используется синтез схем на основе массивов *p*- и *n*-канальных МОП-транзисторов. Синтезированные таким методом триггеры демонстрируют выигрыш по энергоэффективности в сравнении с аналогами на логических элементах от 1,3 до 3 раз, что является существенным для современных тенденций поиска решений по созданию высокоэнергоэффективных цифровых устройств с более долгой автономной работой.*

Ключевые слова: асинхронный триггер, синхронный статический триггер, стандартный логический элемент, карты Карно, синтез триггеров, энергоэффективность, схемотехническое моделирование

Введение

Различают два вида триггеров: статические, управляемые уровнем информационных сигналов, и динамические, управляемые фронтом тактового сигнала. Статические триггеры более простые. Их можно использовать для построения сложных схем, например двухступенчатых триггеров. Типовые схемы статических триггеров реализуют на стандартных логических элементах, находящихся на нижнем уровне иерархии в элементной базе. Если подняться на более высокий уровень, используя массивы *p*- и *n*-канальных МОП-транзисторов, то можно получить значительный выигрыш по ряду параметров [1]. Ниже рассматривается синтез схем на основе массивов МОП-транзисторов и проводится сравнение характеристик полученных статических триггеров с триггерами на логических элементах.

Асинхронный RS-триггер с прямыми входами

Функционирование триггера приведено в табл. 1.

Таблица 1

S	R	Q^{n+1}
0	0	Q
0	1	0
1	0	1
1	1	н/о

Задачу синтеза схемы будем решать с помощью прямой и инвертированной карт Карно [2]. Неопределенное состояние (н/о) заменим на состояние, равное логическому "0" (*R*-триггер). Тогда уравнение минтермов для выходного сигнала Q^{n+1} будет иметь вид:

$$Q^{n+1} = \bar{S} \bar{R} Q + S \bar{R}.$$

Составленные по этому уравнению карты Карно приведены на рис. 1.

Из прямой карты Карно составляем уравнение, которое отражает структуру триггера на *n*-канальных МОП-транзисторах, расположенных в нижней части схемы и формирующих на выходе логические "1":

$$Q_{[1]}^{n+1} = \bar{R}(S + Q). \quad (1)$$

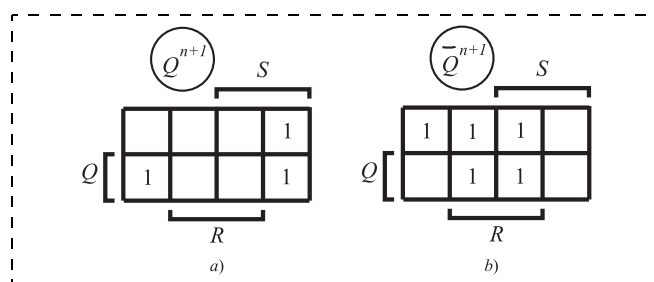


Рис. 1. Карты Карно асинхронного RS-триггера: *a* — прямая, *b* — инвертированная

Fig. 1. Karnaugh maps of an asynchronous RS-trigger: *a* — direct, *b* — inverted

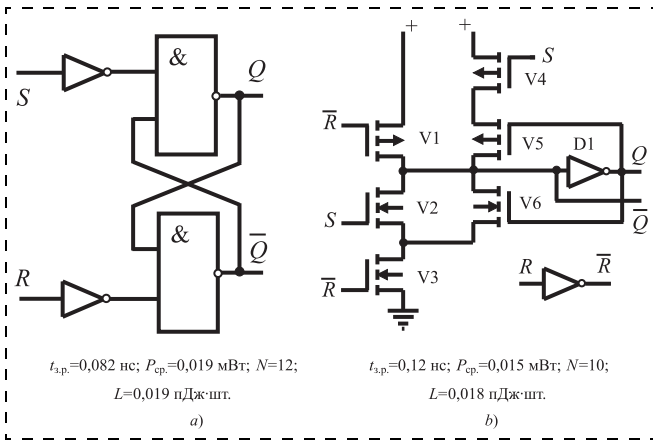


Рис. 2. Схемы асинхронных RS -триггеров с прямыми входами: a — на логических элементах; b — синтезированная
 Fig. 2. Circuits of asynchronous RS -triggers with direct inputs: a — on logical elements; b — synthesized

Из инвертированной карты Карно записываем минимизированное уравнение, в котором инвертируем все сигналы:

$$Q_{[0]}^{n+1} = \bar{R} + SQ. \quad (2)$$

Это уравнение служит для синтеза верхней части схемы на p -канальных МОП-транзисторах и формирует логические "0" на выходе.

Формирование схем по уравнениям (1) и (2) осуществляется по следующему правилу [3]: логическое умножение (сложение) сигналов в уравнениях трансформируется в последовательное (параллельное) соединение МОП-транзисторов в схемах.

Сформированная схема триггера и схема триггера на логических элементах приведены на рис. 2.

Разработанная схема работает следующим образом. При $R = S = 0$ транзисторы $V3, V4$ — открыты, $V1, V2$ — закрыты. По цепям $D1, V5$ или $D1, V6$ осуществляется положительная обратная связь (ПОС) и триггер находится в режиме хранения. При $S = 0, R = 1$ транзисторы $V1, V4$ — открыты, транзисторы $V2, V3$ — закрыты. Сигнал \bar{R} формирует на выходе логический "0", который "зашелкивается" по цепи ПОС (элементы $D1, V5$). При $S = 1, R = 0$ транзисторы $V2, V3$ — открыты, транзисторы $V1, V4$ — закрыты. На выходе формируется логическая "1", которая "зашелкивается" по цепи ПОС (элементы $D1, V6$). При $S = R = 1$ транзисторы $V1, V2$ — открыты, транзисторы $V3, V4$ — закрыты. Открытый транзистор $V1$ и микросхема $D1$ формируют на выходе логический "0" при отсутствии ПОС, т. е. без "зашелкивания".

Параметры схем измерены путем схемотехнического моделирования в САПР OrCAD. В схемах применены модели МОП-транзисторов четвертого поколения BSIM4, позволяющие использовать транзисторы с длиной канала до 100 нм [4]. Напряжение питания схем выбрано равным 3,3 В. Дли-

тельность информационных сигналов составляет 10 нс. Размеры контактных площадок рассчитаны по методике, изложенной в работе [5]. Длина канала транзисторов выбрана равной 180 нм. Ширина канала соответствует токам насыщения МОП-транзисторов, равным 1 мА.

Измеряли следующие параметры схем: задержку распространения ($t_{3,p}$, нс) как среднее значение по прямому и инверсному выходам при вариации входных сигналов; среднюю рассеиваемую мощность (P_{cp} , мВт) как усредненное значение в конце достаточно большого промежутка измерения.

Сравнение схем по энергоэффективности проводили по энерготопологическому критерию L [2], рассчитываемому по формуле

$$L = A \cdot N = t_{3,p} \cdot P_{cp} \cdot N, \text{ пДж} \cdot \text{шт.},$$

где A — работа переключения, пДж; N — число транзисторов, шт.

Как видно из рис. 2, энергоэффективность разработанной схемы триггера сравнима с энергоэффективностью триггера на логических элементах. Но при этом разработанная схема не имеет неопределенного состояния и соответствует R -триггеру.

Схема R -триггера на логических элементах приведена в работе [6, рис. 58]. Параметры этой схемы равны: $t_{3,p} = 0,14$ нс; $P_{cp} = 0,024$ мВт; $N = 16$; $L = 0,054$ пДж · шт.

Сравнение схем R -триггеров по энергоэффективности показывает, что разработанная схема имеет в 3 раза большую эффективность, чем схема на логических элементах.

Асинхронный E -триггер

В E -триггере при значениях информационных сигналов $R = S = 1$ на выходе сохраняется предыдущее состояние Q^n . Функционирование триггера приведено в табл. 2.

Из табл. 2 получаем уравнение E -триггера:

$$Q^{n+1} = \bar{S} \bar{R} Q + S \bar{R} + SRQ.$$

Применяя прямую и инвертированную карты Карно, как было показано выше для асинхронного RS -триггера, получим уравнения, описывающие нижнюю и верхнюю части синтезируемой схемы:

$$Q_{[1]}^{n+1} = Q_{[0]}^{n+1} = Q(S + \bar{R}) + S\bar{R}.$$

С помощью полученных уравнений можно синтезировать асинхронный E -триггер. На рис. 3 при-

Таблица 2

S	R	Q^{n+1}
0	0	Q
0	1	0
1	0	1
1	1	Q

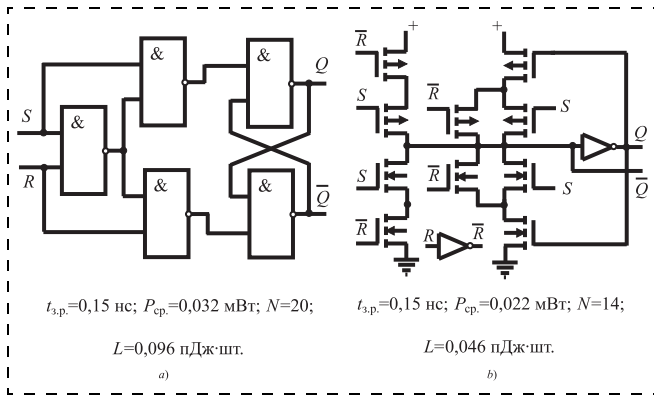


Рис. 3. Схемы асинхронного E -триггера: a — на логических элементах; b — разработанная

Fig. 3. Circuits of an asynchronous E -trigger: a — on logical elements; b — developed

ведены схемы разработанного триггера и триггера на логических элементах с измеренными параметрами.

Предложенная схема триггера, состоящая из массивов p - и n -канальных МОП-транзисторов, содержит меньшее число транзисторов (в 1,4 раза) и имеет более высокую энергоэффективность (в 2,1 раза).

Синхронный статический RS -триггер

Для нахождения уравнений, описывающих работу триггера, необходимо учесть тактовый сигнал C . Функционирование триггера приведено в табл. 3.

Таблица 3

C	S	R	Q^{n+1}	C	S	R	Q^{n+1}
0	0	0	Q	1	0	0	Q
0	0	1	Q	1	0	1	0
0	1	0	Q	1	1	0	1
0	1	1	Q	1	1	1	н/о

При значениях входных сигналов $C = S = R = 1$ примем выходной сигнал Q^{n+1} равным логическому "0" (R -триггер). Тогда выходной сигнал будет описываться выражением

$$Q^{n+1} = \bar{Q} \bar{N} + QC\bar{S}\bar{R} + CS\bar{R}.$$

Прямая и инвертированная карты Карно, соответствующие полученному уравнению, приведены на рис. 4.

Из карт Карно получаем уравнения, описывающие массивы на p - и n -канальных МОП-транзисторах:

$$Q_{[1]}^{n+1} = Q(\bar{C} + \bar{R}) + CS\bar{R},$$

$$Q_{[0]}^{n+1} = Q(C + S) + \bar{C}R.$$

На основе полученных уравнений синтезируем синхронный R -триггер (рис. 5, b) и измерим пара-

метры разработанного триггера и триггера на основе логических элементов.

Схемы синхронных RS -триггеров близки по параметрам. В синтезированной схеме отсутствует неопределенное состояние. Энергоэффективность разработанной схемы выше в 1,3 раза.

Асинхронный E -триггер с установкой и сбросом

Рассмотрим применение установки (Set) и сброса (Reset) в триггерах на основе массивов p - и n -канальных МОП-транзисторов на примере E -триггера (рис. 6).

Транзисторы $V7$ и $V8$ служат для сброса и установки триггера, соответственно. При этом для выходного состояния, равного Q^n , происходит защелкивание выходного сигнала по цепи положительной обратной связи. Активный уровень сброса — логический "0", уровень установки — логическая "1". Чтобы исключить возможные сквозные токи при сбросе/установке по цепям $V4$ — $V7$ или $V1$, $V2$, $V3$, $V8$, использованы транзисторы $V3$, $V4$, которые отключают на время действия сброса/установки транзисторы ($V5$, $V6$)/($V1$, $V2$) от входа инвертора $D1$. Разработанная схема характеризуется следу-

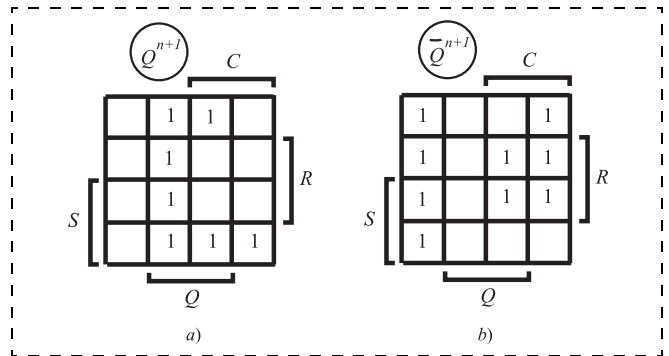


Рис. 4. Карты Карно синхронного статического R -триггера

Fig. 4. Karnaugh maps of synchronous static R -trigger

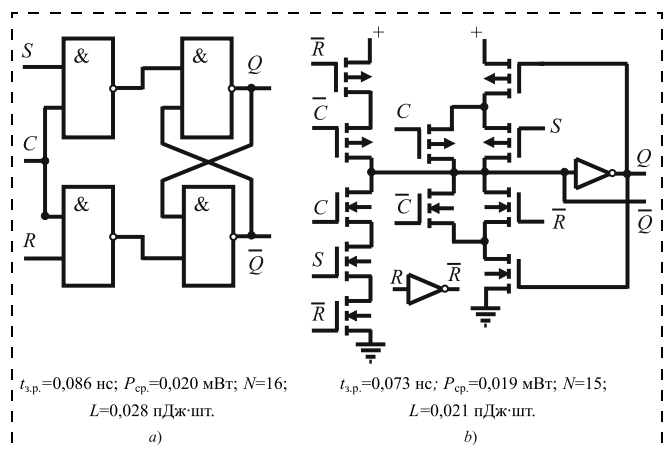


Рис. 5. Схемы синхронного статического триггера: a — на логических элементах; b — синтезированная схема

Fig. 5. Circuits of a synchronous static trigger: a — on logical elements; b — synthesized scheme

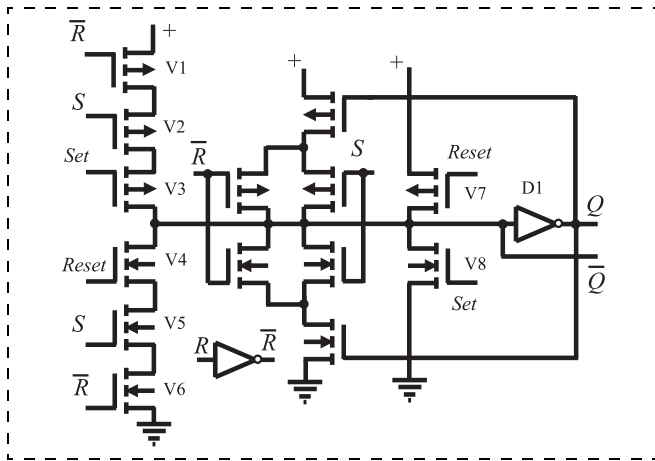


Рис. 6. Схема асинхронного E -триггера с установкой и сбросом
 Fig. 6. Circuits of an asynchronous E -trigger with installation and reset

ющими параметрами: $t_{3,p} = 0,15$ нс; $P_{cp} = 0,024$ мВт; $N = 18$ шт.; $L = 0,065$ пДж · шт. Аналогичная схема на стандартных логических элементах имеет такие параметры: $t_{3,p} = 0,17$ нс; $P_{cp} = 0,038$ мВт; $N = 28$; $L = 0,18$ пДж · шт.

Таким образом, синтезированная схема E -триггера, имеющая сигналы сброса и установки, содержит меньшее число транзисторов (в 1,6 раза) и обладает большей энергоэффективностью (в 2,8 раза), чем схема на логических элементах.

Заключение

Результаты схемотехнического моделирования показали, что переход на более высокий уровень иерархии в элементной базе схем триггеров путем

использования синтеза схем из массивов p - и n -канальных МОП-транзисторов по картам Карно приводит к увеличению их энергоэффективности по сравнению с аналогами на логических элементах (для рассмотренных схем в 3; 2,1; 1,3; 2,8 раза, соответственно). Также такой подход позволяет разрабатывать триггеры с отсутствием неопределенного состояния в их режиме работы, что позволяет исключить запрещенную комбинацию входных сигналов, а значит, избежать возможных сбоев в работе триггеров. Применение предложенной методики синтеза является одним из решений по созданию более энергоэффективных цифровых устройств с более долгой автономной работой без дополнительной подзарядки, со сниженными рисками наличия сбоев и "гонок сигналов".

Список литературы

1. Кулакова А. А., Лукьяненко Е. Б. Энергоэффективные КМОП-триггеры с инверторной запоминающей ячейкой // Известия вузов. Электроника. 2019. Т. 24. № 3. С. 230–238.
2. Старых А. А. Метод синтеза функциональных блоков комбинационных схем с использованием минтермов и макстермов // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. 2015. Вып. 2–3 (236–237). С. 63–69.
3. Рабаи Ж. М., Чандракасан А., Николитч Б. Цифровые интегральные схемы. Методология проектирования. М.: Вильямс, 2007. 912 с.
4. Денисенко В. В. Компактные модели МОП-транзисторов для SPICE в микро- и наноэлектронике. М.: Физматлит, 2010. 408 с.
5. Ракитин В. В. Интегральные схемы на КМОП-транзисторах. М.: 2007. 307 с.
6. Зельдин Е. А. Триггеры. М.: Энергоатомиздат, 1983. 96 с.

A. A. Kulakova, Junior Research Scientist, anastasya.staryh@mail.ru,
 Southern Federal University Institute of Nanotechnology,
 E. B. Lukyanenko, Ph. D., Taganrog, 347922, Russian Federation

Corresponding author:

Kulakova Anastasya A., Junior Research Scientist, Southern Federal University Institute of Nanotechnology, Engineering Center of Instrument Making, Radio- and Microelectronics, Taganrog, 347922, Russian Federation, anastasya.staryh@mail.ru

Static Triggers Based on Arrays of p - and n -Channel MOSFETs

Received on August 23, 2019
 Accepted on September 09, 2019

The paper shows the transition to a higher level of hierarchy in the element base of trigger circuits, which uses a synthesis of circuits based on arrays of p - and n -channel MOSFETs. The triggers synthesized by this method demonstrate a gain in energy efficiency in comparison with analogs on logical elements from 1.3 to 3 times, which is essential for modern trends in finding solutions to create more energy-efficient digital devices with longer battery life.

Keywords: unlocked trigger, clocked static trigger, standard logic element, Karnaugh maps, synthesis of triggers, energy efficiency, circuit simulation

For citation:

Kulakova A. A., Lukyanenko E. B. Static Triggers Based on Arrays of p - and n -Channel MOSFETs, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 11, pp. 691–696.

DOI: 10.17587/nmst.21.691-696

Introduction

There are two types of triggers: static, controlled by the level of information signals, and dynamic, controlled by the front of the clock signal. Static triggers are simpler. They can be used to build complex circuits, such as two-stage triggers. Typical schemes of static triggers are implemented on standard logic elements located at the lower level of the hierarchy in the element base. If you rise to a higher level using arrays of p - and n -channel MOS transistors, you can get a significant gain in a number of parameters [1]. Below, we consider the synthesis of circuits based on arrays of MOS transistors and compare the characteristics of the obtained static triggers with triggers on logic elements.

RS Input Asynchronous Trigger

The functioning of the trigger is given in tabl. 1.

Table 1

S	R	Q^{n+1}
0	0	Q
0	1	0
1	0	1
1	1	u/d

We will solve the problem of circuit synthesis using direct and inverted Karnaugh maps [2]. The indefinite state (n/a) is replaced by a state equal to the logical "0" (R -trigger). Then the minterm equation for the output signal Q^{n+1} will have the form:

$$Q^{n+1} = \bar{S} \bar{R} Q + S \bar{R}.$$

The Karnaugh maps compiled using this equation are shown in fig. 1.

From a direct Karnaugh maps, we compose an equation that reflects the structure of the trigger on n -channel MOS transistors located at the bottom of the circuit and forming a logical "1" at the output:

$$Q_{[1]}^{n+1} = \bar{R} (S + Q). \quad (1)$$

From the inverted Karnaugh maps, write the minimized equation in which we invert all the signals:

$$Q_{[0]}^{n+1} = \bar{R} + SQ. \quad (2)$$

This equation serves to synthesize the upper part of the circuit on p -channel MOS transistors and forms a logical "0" at the output.

The formation of circuits according to equations (1) and (2) is carried out according to the following rule [3]: the logical multiplication (addition) of signals in the equations is transformed into a serial (parallel) connection of MOS transistors in the circuits.

The generated trigger circuit and the trigger circuit on the logic elements are shown in fig. 2.

Table 2

S	R	Q^{n+1}
0	0	Q
0	1	0
1	0	1
1	1	Q

The developed scheme works as follows. When $R = S = 0$, transistors V3, V4 are open, V1, V2 are closed. On circuits D1, V5 or D1, V6, positive feedback (PIC) is carried out and the trigger is in storage mode. With $S = 0, R = 1$, transistors V1, V4 are open, transistors V2, V3 are closed. The signal generates a logical "0" at the output, which is latched along the PIC circuit (elements D1, V5). With $S = 1, R = 0$, transistors V2, V3 are open, transistors V1, V4 are closed. At the output, a logical "1" is formed, which is latched along the PIC circuit (elements D1, V6). With $S = R = 1$, transistors V1, V2 are open, transistors V3, V4 are closed. An open transistor V1 and a microcircuit D1 form a logical "0" at the output in the absence of a PIC, that is, without latching.

The parameters of the circuits are measured by circuit simulation in CAD OrCAD. In the circuits, fourth-generation BSIM4 MOSFET models are used, which allow the use of transistors with a channel length of up to 100 nm [4]. The supply voltage of the circuits is chosen equal to 3.3 V. The duration of the information signals is 10 ns. The sizes of the contact pads were calculated according to the method described in [5]. The channel length of the transistors is chosen equal to 180 nm. The channel width corresponds to saturation currents of MOS transistors equal to 1 mA.

The following circuit parameters were measured: propagation delay ($t_{3,p}$, ns) as the average value of the direct and inverse outputs when the input signals were varied, the average power dissipation (P_{cp} , mW) as the average value at the end of a sufficiently large measurement interval.

Comparison of energy efficiency schemes was carried out according to the energy-topological criterion L [2], calculated by the formula:

$$L = A \cdot N = t_{3,p} \cdot P_{cp} \cdot N, \text{ pJ} \cdot \text{pcs},$$

where A is the switching operation, pJ, N is the number of transistors, pcs.

As can be seen from fig. 2, the energy efficiency of the developed trigger circuit is comparable to the energy efficiency of a trigger on logic elements. But at the same time, the developed scheme does not have an indefinite state and corresponds to an R -trigger.

The circuit of the R -trigger on logical elements is given in the work [6, fig. 58]. The parameters of this scheme are equal: $t_{3,p} = 0.14$ ns; $P_{cp} = 0.024$ mW; $N = 16$; $L = 0.054$ pJ · pcs.

Comparison of R -triggers schemes for energy efficiency shows that the developed circuit has 3 times greater efficiency than the circuit on logical elements.

Asynchronous E-trigger

In the E -trigger, with the values of information signals $R = S = 1$, the previous state Q^n is preserved at the output. The functioning of the trigger is given in tabl. 2.

From the tabl. 2 we obtain the E -trigger equation:

$$Q^{n+1} = \bar{S} \bar{R} Q + S \bar{R} + SRQ.$$

Using direct and inverted Karnaugh maps, as shown above for an asynchronous RS -trigger, we obtain equations describing the lower and upper parts of the synthesized circuit:

$$Q_{[1]}^{n+1} = Q_{[0]}^{n+1} = Q(S + \bar{R}) + S \bar{R}.$$

Using the obtained equations, it is possible to synthesize an asynchronous E -trigger. Fig. 3 shows the schemes of the developed trigger and the trigger on logical elements with measured parameters.

The proposed trigger circuit, consisting of arrays of p - and n -channel MOS transistors, contains a smaller number of transistors (1.4 times) and has a higher energy efficiency (2.1 times).

Synchronous Static RS Trigger

To find the equations describing the operation of the trigger, it is necessary to take into account the clock signal C . The functioning of the trigger is given in table 3.

Table 3

C	S	R	Q^{n+1}	C	S	R	Q^{n+1}
0	0	0	Q	1	0	0	Q
0	0	1	\bar{Q}	1	0	1	0
0	1	0	Q	1	1	0	1
0	1	1	Q	1	1	1	u/d

For the values of the input signals $C = S = R = 1$, we accept the output signal Q^{n+1} equal to the logical "0" (R -trigger). Then the output signal will be described by the expression:

$$Q^{n+1} = \bar{Q}\bar{N} + QC\bar{S}\bar{R} + CS\bar{R}.$$

The direct and inverted Karnaugh maps corresponding to the obtained equation are shown in fig. 4.

From Karnaugh maps we obtain equations describing arrays on p - and n -channel MOS transistors:

$$Q_{[1]}^{n+1} = Q(\bar{C} + \bar{R}) + CS\bar{R},$$

$$Q_{[0]}^{n+1} = Q(C + S) + \bar{C}R.$$

Based on the obtained equations, we synthesize a synchronous R -trigger (fig. 5, b) and measure the parameters of the developed trigger and trigger based on logical elements.

Circuits of synchronous RS -triggers are close in parameters. In the synthesized scheme there is no uncertain state. The energy efficiency of the developed scheme is 1.3 times higher.

Asynchronous E -trigger with installation and reset

Consider the use of the setup (Set) and reset (Reset) in triggers based on arrays of p - and n -channel MOS transistors using the example of an E -trigger (fig. 6).

Transistors V7 and V8 are used to reset and set the trigger, respectively. In this case, for the output state equal to Q^n , the output signal clicks along the positive feedback circuit. The active reset level is logical "0", the settings are logical "1". To eliminate possible through-currents during reset/installation via V4—V7 or V1, V2, V3, V8 circuits, transistors V3, V4 are used, which disconnect transistors (V5, V6)/(V1, V2) from the reset/installation time inverter input D1. The developed scheme is characterized by the following parameters: $t_{3,p} = 0.15$ ns; $P_{cp} = 0.024$ mW; $N = 18$ pcs.; $L = 0.065$ pJ · pcs. A similar circuit on standard logic elements has the following parameters: $t_{3,p} = 0.17$ ns; $P_{cp} = 0.038$ mW; $N = 28$; $L = 0.18$ pJ · pcs.

Thus, the synthesized E -trigger circuit, which has reset and installation signals, contains fewer transistors (1.6 times) and has greater energy efficiency (2.8 times) than the logic circuit.

Conclusion

The results of circuit modeling showed that the transition to a higher hierarchy in the element base of trigger circuits by using synthesis of circuits from arrays of p - and n -channel MOS transistors from Karnaugh maps leads to an increase in their energy efficiency compared to analogs on logic elements (for considered schemes in 3; 2.1; 1.3; 2.8 times, respectively). Also, this approach allows the development of triggers with the absence of an uncertain state in their operating mode, which eliminates the forbidden combination of input signals and, therefore, avoids possible failures in the operation of triggers. The application of the proposed synthesis methodology is one of the solutions for creating more energy-efficient digital devices with longer battery life without additional recharging, with reduced risks of failures and "signal racing".

References

1. Kulakova A. A., Luk'yanenko E. B. Energoeffektivnye KMOP-triggery s invertornoj zapominayushchej yachejkoj, *Izvestiya vuzov. Elektronika*, 2019, vol. 24, no. 3, pp. 230—238 (in Russian).
2. Staryh A. A. Metod sinteza funkcional'nyh blokov kombinacionnyh skhem s ispol'zovaniem mintermov i makstermov, *Elektronnaya tekhnika. Seriya 2. Poluprovodnikovye pribory*, 2015, issue. 2—3 (236—237), pp. 63—69 (in Russian).
3. Rabai Zh. M., Chandrakasan A., Nikolich B. Cifrovye integral'nye skhemy, Moscow, Vil'yams, 2007, 912 p. (in Russian).
4. Denisenko V. V. Kompaktnye modeli MOP-tranzistorov dlya SPICE v mikro- i nanoelektronike. Moscow, Fizmatlit, 2010, 408 p. (in Russian).
5. Rakitin V. V. Integral'nye skhemy na KMOP-tranzistorah, Moscow, 2007. 307 p. (in Russian).
6. Zel'din E. A. Triggery. Moscow, Energoatomizdat, 1983, 96 p. (in Russian).

Рисунки к статье Я. Б. Эннса, А. В. Федорова, П. Б. Эннса, В. А. Залевской
**«ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ РЕЛЕ,
 ВЫПОЛНЕННОГО ПО ОБЪЕМНОЙ ТЕХНОЛОГИИ МСТ,
 В ЦЕЛЯХ УМЕНЬШЕНИЯ ВРЕМЕНИ СРАБАТЫВАНИЯ»**

Y. B. Enns, A. V. Fyodorov, P. B. Enns, V. A. Zalevskaya
**«RELAY DESIGN OPTIMIZATION, BUILT ACCORDING
 TO BULK MICROSYSTEM TECHNOLOGY TO REDUCE TIME DELAY»**

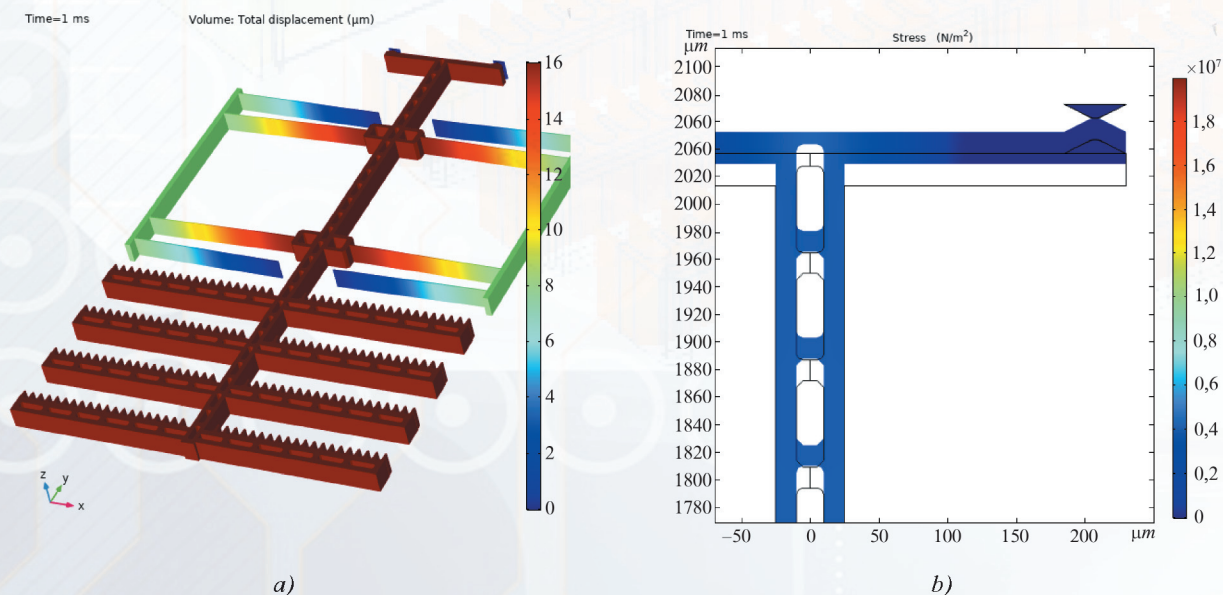


Рис. 3. Карта перемещений исходной конструкции в момент времени 1 мс (a) и распределение напряжений исходной конструкции в зоне контакта (b)

Fig. 3. Map of displacements of the initial structure at time 1 ms (a) and stress distribution of the initial structure in the contact zone (b)

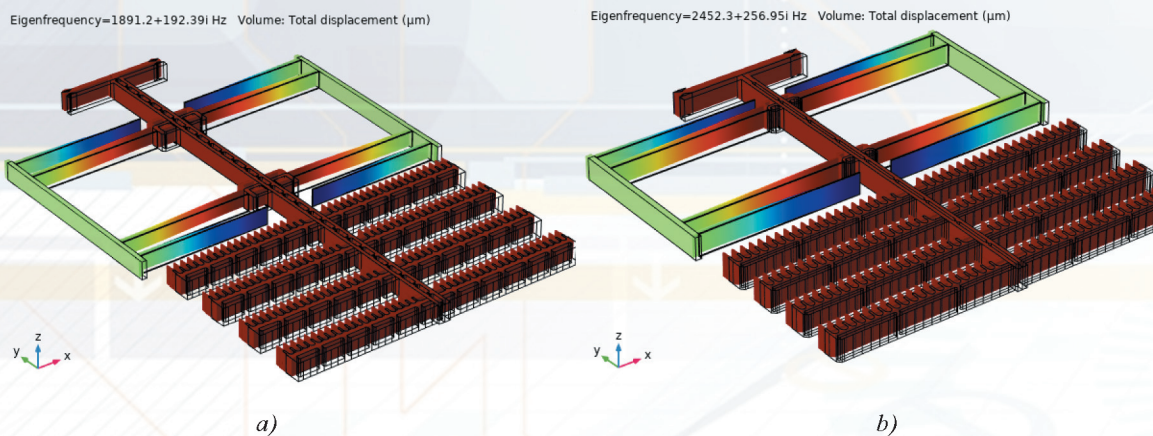


Рис. 5. Первая мода колебаний:

a – изначальная конструкция ($f = 1891$ Гц); b – оптимизированная конструкция ($f = 2452$ Гц)

Fig. 5. The first mode of oscillations:

a – the original design ($f = 1891$ Hz); b – optimized design ($f = 2452$ Hz)

Рисунки к статье В. А. Иовдальского, И. А. Соколова
«ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО МОДУЛЯ L-ДИАПАЗОНА
НА ОСНОВЕ LDMOS-ТЕХНОЛОГИИ»

V. A. Iovdalsky, I. A. Sokolov

«SPECIFIC FEATURES OF DEVELOPMENT OF THE TRANSMITTING MODULE OF L-RANGE
ON THE BASIS OF LDMOS TECHNOLOGY»

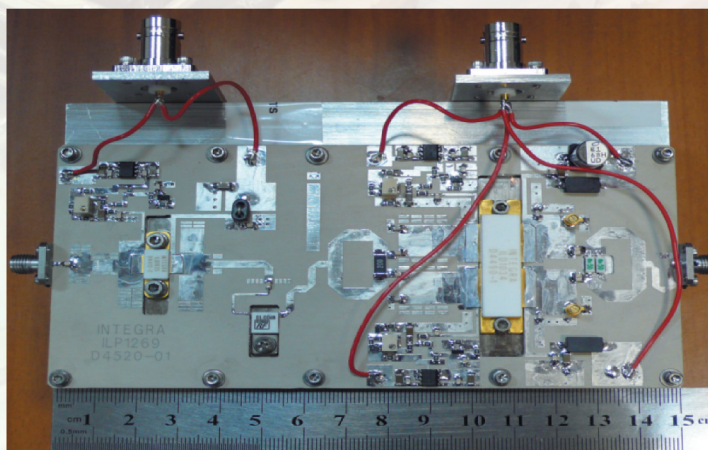


Рис. 1. Микросборка ОУМ компании Integra Technologies на основе LDMOS-транзисторов

Fig. 1. Microassembly of FAP from Integra Technologies Company on the basis of LDMOS transistors

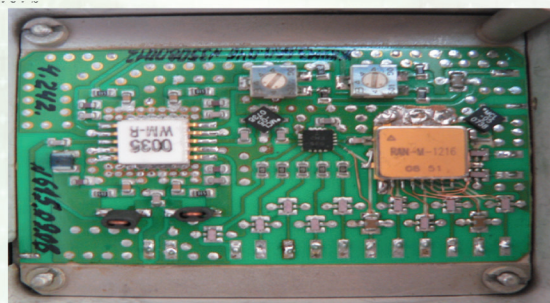


Рис. 3. Микросборка ПУМ

Fig. 3. Microassembly of PPA

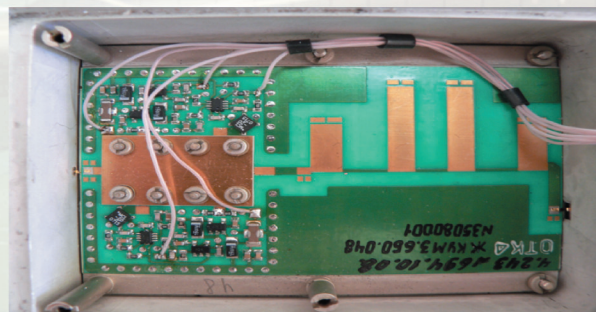


Рис. 4. Микросборки ФНЧ-КМ

Fig. 4. Microassemblies of LFF-PC

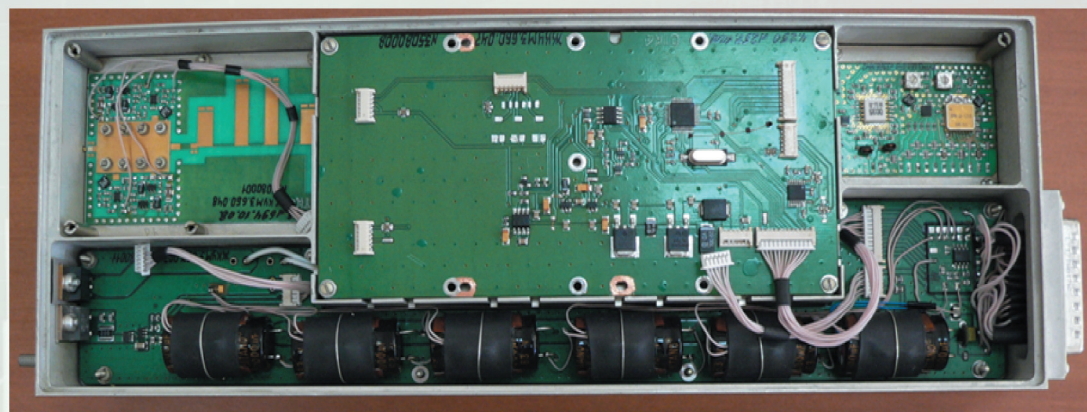


Рис. 7. Компоновка модуля

Fig. 7. Configuration of the module