

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ ИНФОРМАТИЗАЦИИ
СОЮЗ МАШИНОСТРОИТЕЛЕЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ, ИННОВАЦИОННЫХ
И ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ РЯЗАНСКОЙ ОБЛАСТИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ В.Ф. УТКИНА

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

СТНО-2020

III МЕЖДУНАРОДНЫЙ НАУЧНО- ТЕХНИЧЕСКИЙ ФОРУМ

Сборник трудов

Том 2

Рязань
Book Jet
2020

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5
С 568

Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2020 [текст]: сб. тр. III междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.2./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2020; Рязань. – 174 с.,: ил.

Сборник включает труды участников III Международного научно-технического форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2020.

В сборнике освещаются вопросы математического моделирования, новых технологий в радиотехнике, телекоммуникациях, электротехнике и радиоэлектронике, вопросы полупроводниковой наноэлектроники, приборостроения, лазерной, микроволновой техники, силовой промышленной электроники, новые технологии в измерительной технике и системах, биомедицинских системах, алгоритмическое и программное обеспечение вычислительной техники, вычислительных сетей и комплексов, вопросы систем автоматизированного проектирования, обработки изображений и управления в технических системах, перспективные технологии в машиностроительном и нефтехимическом производствах, новые технологии и методики в высшем образовании, в т.ч. вопросы гуманитарной и физико-математической подготовки студентов, обучения их иностранным языкам, перспективные технологии электронного обучения, в том числе, дистанционного, вопросы экономики, управления предприятиями и персоналом, менеджмента, а также вопросы гуманитарной сферы.

Авторская позиция и стилистические особенности сохранены.

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5

ISBN 978-5-7722-0301-9

© Рязанский государственный
радиотехнический университет, 2020
© Издательство «Book Jet»,
макет, 2020

ИНФОРМАЦИЯ О III МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2020

III Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2020 состоялся 04.03.2020-06.03.2020 в г. Рязань в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

В рамках форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2020 состоялась работа четырех Международных научно-технических конференций:

«Современные технологии в науке и образовании. Радиотехника и электроника», секции

- Радиотехнические системы и устройства;
- Телекоммуникационные системы и устройства;
- Цифровые информационные технологии реального времени;
- Промышленная силовая электроника, электроэнергетика и электроснабжение;
- Физика полупроводников, микро- и нанoeлектроника;
- Микроволновая, оптическая и квантовая электроника;
- Актуальные задачи химических технологий;

«Современные технологии в науке и образовании. Вычислительная техника и автоматизированные системы», секции

- Алгоритмическое и программное обеспечение вычислительных систем и сетей;
- ЭВМ и системы;
- Системы автоматизированного проектирования;
- Информационные системы и защита информации;
- Математические методы в научных исследованиях;
- Обработка изображений и управление в технических системах;
- Геоинформационные и космические технологии;
- Автоматизация производственно-технологических процессов в приборо- и машиностроении;

- Информационно-измерительные устройства и системы в технике и медицине.

Стандартизация и управление качеством;

- Информационные системы и технологии;

«Современные технологии в науке и образовании. Экономика и управление», секции;

- Современные технологии государственного и муниципального управления;
- Экономика, менеджмент и организация производства;
- Бухгалтерский учет, анализ и аудит;
- Управление персоналом;
- Экономическая безопасность;

«Современные технологии в науке и образовании. Новые технологии и методы в высшем образовании», секции

- Современные технологии электронного обучения;
- Иностранный язык в техническом вузе;
- Лингвистика и межкультурная коммуникация;
- Направления и формы гуманитаризации высшего образования и гуманитарная

подготовка студентов;

- Методы преподавания и организация учебного процесса в вузе;
- Физико-математическая подготовка студентов;
- Технологии обучения и воспитания на военной кафедре.

Организационный комитет Форума:

Чиркин М.В., ректор, д.ф.-м.н., проф. – председатель
Гусев С.И., проректор по научной работе, д.т.н., проф. – зам. председателя;
Бухенский К.В., зав. кафедрой высшей математики, к.ф.-м.н., доц. – зам. председателя;
Миловзоров О.В., зам. директора института магистратуры и аспирантуры, к.т.н, доц. – координатор;

Устинова Л.С., начальник отдела информационного обеспечения – отв. за информационную поддержку;

Трубицына С.Г., вед. инженер – секретарь оргкомитета;

Благодарова И.А., ведущий программист – секретарь оргкомитета;

члены оргкомитета:

Авилкина С.В., доцент кафедры государственного, муниципального и корпоративного управления, к.п.н., доц.;

Алпатов Б.А., профессор кафедры автоматизации и информационных технологий в управлении, д.т.н., проф.;

Бабаян П.В., проректор по учебной работе, зав. кафедрой автоматизации и информационных технологий в управлении, к.т.н., доц.;

Витязев В.В., зав. кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники, д.т.н., проф.;

Евдокимова Е.Н., зав. кафедрой экономики, менеджмента и организации производства, д.э.н., проф.;

Еремеев В.В., директор НИИ «Фотон», д.т.н., проф.;

Есенина Н.Е., зав. кафедрой иностранных языков, к.п.н., доц.;

Животягин Д.А. нач. кафедры связи военного учебного центра, полковник;

Жулев В.И., зав. кафедрой информационно-измерительной и биомедицинской техники, д.т.н., проф.;

Кириллов С.Н., зав. кафедрой радиоуправления и связи, д.т.н., проф.;

Клейносова Н.П., директор центра дистанционного обучения, к.п.н., доц.;

Ключко В.К., профессор кафедры автоматизации и информационных технологий в управлении, д.т.н., проф.;

Коваленко В.В., зав. кафедрой химической технологии, к.т.н., доц.;

Корячко В.П., д.т.н., проф., зав. кафедрой систем автоматизированного проектирования вычислительных средств;

Костров Б.В., зав. кафедрой электронных вычислительных машин, д.т.н., проф.;

Кошелев В.И., зав. кафедрой радиотехнических систем, д.т.н., проф.;

Куприна О.Г., доцент кафедры иностранных языков, к.филол.н., доц.;

Круглов С.А., зав. кафедрой промышленной электроники, к.т.н., доц.;

Лукиянова Г.С., доцент кафедры высшей математики, к.ф.-м.н., доц.;

Мусолин А.К., зав. кафедрой автоматизации информационных и технологических процессов, д.т.н., проф.;

Овечкин Г.В., зав. кафедрой вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

Паршин Ю.Н., зав. кафедрой радиотехнических устройств, д.т.н., проф.;

Перфильев С.В., зав. кафедрой государственного, муниципального и корпоративного управления, д.э.н., проф.;

Пржегорлинский В.Н., зав. кафедрой информационной безопасности, к.т.н., доц.;

Пылькин А.Н., профессор кафедры вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

Рохлина Т.А., доцент кафедры иностранных языков, к.филол.н., доц.;

Серебряков А.Е., зам. зав. кафедрой электронных приборов, к.т.н.;

Соколов А.С., зав. кафедрой истории, философии и права, д.и.н.;

Таганов А.И., зав. кафедрой космических технологий, д.т.н., проф.;

Токарь А.Д., нач. кафедры ВКС военного учебного центра, полковник;

Холомина Т.А., зав. кафедрой микро- и наноэлектроники, д.ф.-м.н., проф.;

Холопов С.И., декан ф-та автоматизации и информационных технологий в управлении, зав. кафедрой автоматизированных систем управления, к.т.н., доц.;

Чеглакова С.Г., зав. кафедрой экономической безопасности, анализа и учета, д.э.н., проф..

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»

СЕКЦИЯ «МИКРОВОЛНОВАЯ, ОПТИЧЕСКАЯ И КВАНТОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА»

УДК 621.385.7; ГРНТИ 47.29.37

ФЛУКТУАЦИОННЫЕ ШУМЫ, СОЗДАВАЕМЫЕ ТЕРМОЭЛЕКТРОННЫМИ КАТОДАМИ ПРИ ПЕРЕХОДЕ К ПРЕДЕЛЬНЫМ ТОКОВЫМ НАГРУЗКАМ

М.Д. Воробьев, Д.Н. Юдаев

*Национальный исследовательский университет "Московский энергетический институт",
Российская Федерация, Москва, yudayevdn@mpei.ru*

Аннотация. Приведены результаты экспериментального изучения фликкерной составляющей низкочастотного шума, создаваемого металлопористыми термоэлектронными катодами при пониженных температурах на участке вольт-амперной характеристики при переходе от р- к Т-режиму. Показано, что возрастание при этом относительной спектральной плотности флуктуаций тока сопровождается последующим спадом, что свидетельствует об изменении механизма возникновения флуктуаций при переходе к предельным токовым нагрузкам.

Ключевые слова: низкочастотный шум, металлопористые катоды, механизм флуктуаций, предельные токовые нагрузки.

FLUCTUATION NOISES OF THERMIONIC CATHODES AT TRANSITION TO LIMIT CURRENT LOADS

M.D. Vorobyev, D.N. Yudaev

*National Research University "Moscow Power Engineering Institute",
Moscow, Russia, yudayevdn@mpei.ru*

Abstract. The results of experimental study of the flicker component of low-frequency noise generated by dispenser cathodes are presented. The studies were carried out at low temperatures in the transition region from the p-mode to the T-mode. It was shown that increase in the relative spectral density of current fluctuations is accompanied by subsequent decrease, which indicates a change in the fluctuation mechanism at transition to limit current loads.

Keyword: low-frequency noise, dispenser cathodes, fluctuation mechanism, extreme current loads.

Металлопористые термоэлектронные катоды (МПК) различных модификаций в настоящее время продолжают оставаться основным источником электронов в электровакуумных приборах, несмотря на попытки использования альтернативных источников на основе автоэлектронной эмиссии. Учитывая, что флуктуации токов, создаваемых электронными пушками в ЭВП, определяют важнейшие выходные эксплуатационные параметры, продолжает сохраняться интерес к источникам таких флуктуаций, представлениям об их природе, закономерностям проявления и возможным механизмам подавления. Источником дополнительной информации в этом направлении может служить сравнение шумовых характеристик МПК в р- режиме, в Т-режиме и при переходе от одного к другому. Особую значимость приобретает такая информация в связи с практическим использованием катодов в режимах кратковременных форсированных токовых нагрузок.

Согласно [1], переходный участок вольтамперной характеристики (ВАХ) вакуумного диода с термокатодом позволяет получить распределение участков эмитирующей поверхности по работе выхода (кривые Мирама), что является эффективным средством сравнительной оценки качества как однотипных катодов, так и катодов после проведения конструктивно-технологических изменений. В то же время получение вольт-шумовой (ВШХ) или ампер-

шумовой (АШХ) характеристик предусматривает исключительно статический режим отбора тока с катода, что в значительной степени ограничивает диапазоны отбираемых токов и температур, выводя их за границы значений при практической эксплуатации. Если измерения ВАХ возможно проводить с использованием импульсного зондирования с целью минимизации воздействий на катод, то подобные измерения АШХ недоступны. Вместе с тем измерение АШХ в статическом режиме при пониженных температурах и отбираемых токах могут стать источником полезной информации как о природе и местах локализации источников флуктуаций, так и возможности нахождения количественных соотношений для проектирования ЭВП с учетом шумовых характеристик.

Как известно [2], для фликкерной составляющей шумов объектов и структур в вакуумной и твердотельной электронике характерна квадратичная связь спектральной плотности флуктуаций тока в цепи объекта с величиной этого тока: $S_i(f) \sim I^2$. Изучение зависимостей уровня шума от тока для вакуумных диодов как с МПК, так и с катодами других типов подтверждает наличие такой связи [3]. Исходя из этого можно предположить, что относительная спектральная плотность флуктуаций тока является достаточно универсальной величиной, которая может быть использована для любых значений тока, вплоть до тока эмиссии катода I_3 в вакуумных диодах

$$\frac{S_{ia}(f)}{I^2} = \frac{S_{i3}(f)}{I_3^2} = A(f). \quad (1)$$

Наличие прикатодного электронного пространственного заряда, который может существенно ослаблять уровень шумов, приводит к необходимости уточнения значения I . Если, согласно [3], считать, что часть тока I связана с возникновением флуктуаций, а другая полностью подавляется пространственным зарядом, то только первая должна присутствовать в (1) вместо I . Её можно найти, если использовать известное соотношение для дробового шума с участием коэффициента депрессии Γ^2 и шумового тока $I_{ш}$:

$$2eI_a\Gamma^2 = 2eI_{ш}, \quad (2)$$

где I_a – отбираемый с катода ток в диоде (анодный ток).

Тогда (1) должно быть преобразовано к виду

$$\frac{S_{ia}(f)}{I_{ш}^2} = A(f) \quad (3)$$

или

$$\frac{S_{ia}(f)}{I_a^2} = A(f)\Gamma^4. \quad (4)$$

Таким образом, в соответствии с (4) для нахождения $A(f)$ следует получить зависимость относительной спектральной плотности флуктуаций тока от I_a при значениях I_a , максимально приближенных к I_3 , т.е.

$$A(f) = \lim_{I_a \rightarrow I_3} \frac{S_{ia}(f)}{I_a^2}. \quad (5)$$

Экспериментальные исследования, связанные с измерением АШХ в переходном режиме, связаны с необходимостью преодоления нестабильностей, заметных по ВАХ, появле-

ние которых обычно связывают с влиянием загрязнений анода под действием электронной бомбардировки («анодный эффект»). С целью их снижения режимы измерения шумов ограничивались значениями анодных напряжений U_a ; в процессе выбора режимов было установлено экспериментально, что явных нестабильностей, блокирующих шумовые измерения, удастся избежать при $U_a < 8 - 10$ В. Существенным фактором, также обеспечивающим необходимую стабильность ВАХ, была длительная (несколько десятков часов) тренировка экспериментальных образцов перед измерениями при температурах катода, близких к рабочим.

В процессе проведения экспериментов на основании (4) были измерены ВАХ и спектральные характеристики низкочастотного шума (СХШ) при различных T в диапазоне 985 – 1045 К и на различных частотах в диапазоне $1 - 10^5$ Гц.

Полученные ВАХ, показанные на рисунке 1, содержат характерные переходные участки от p - к T -режиму; проведенная по ним оценка работы выхода дает значения, близкие к значениям для МПК с учетом их температурной зависимости.

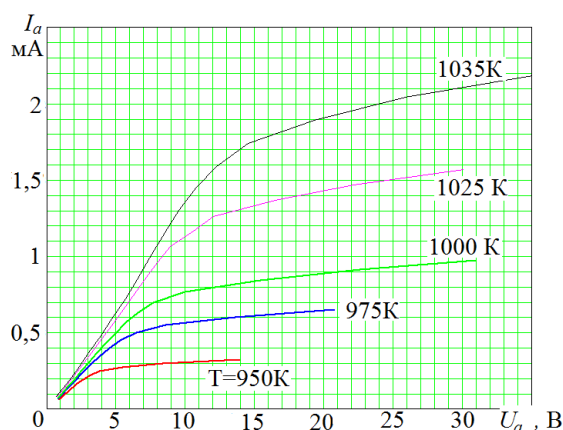


Рис.1. Экспериментальные вольт-амперные характеристики при различных температурах катода

Все СХШ содержали четко выраженные фликкерную и дробовую составляющие. В дальнейшем при выделении составляющих и анализе результатов использовалась фликкерная составляющая спектральной плотности флуктуаций тока на частоте 10 Гц $S_{ia}(f=10 \text{ Гц})$. Типичные АШХ, полученные для двух однотипных экспериментальных диодов с МПК при различных T , показаны на рис.2. Как видно, переходу от p - к T -режиму на АШХ соответствует участок с переходом от характерной квадратичной зависимости $S_{ia}(I_a)$ к зависимости, выраженной сильнее с последующим замедлением роста, стабилизацией и даже спадом.

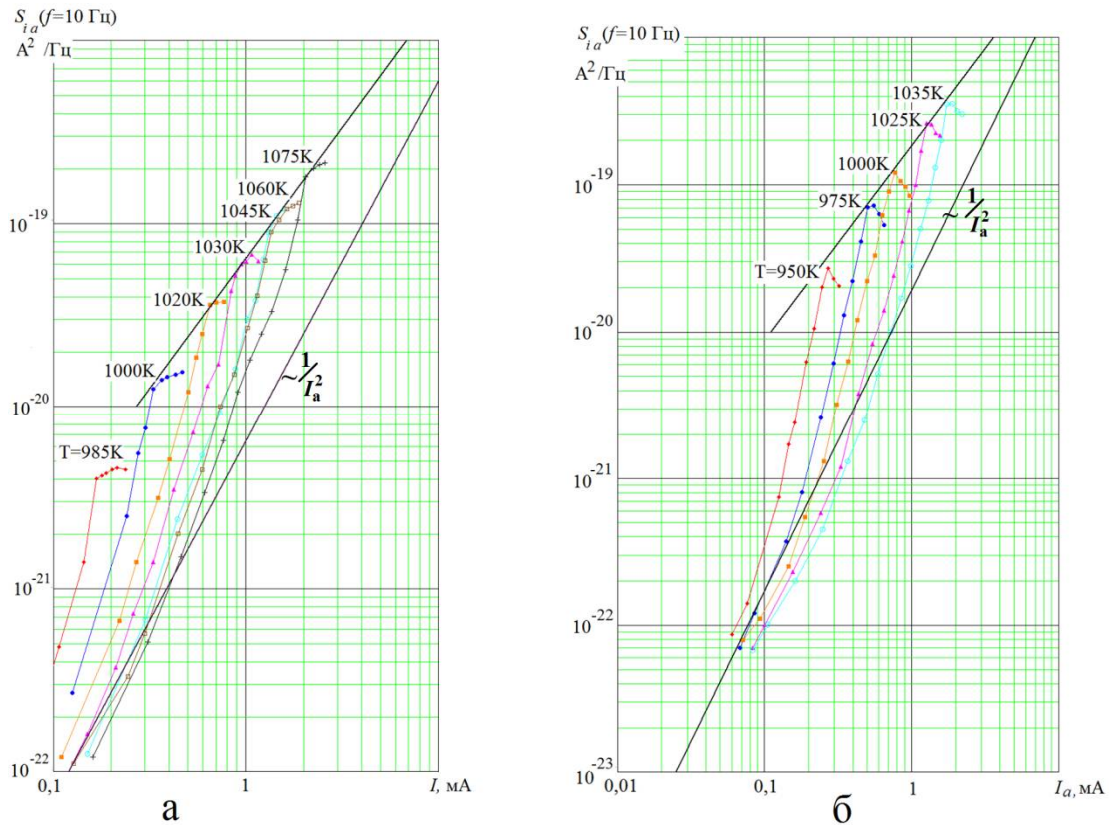


Рис. 2. Ампер-шумовые характеристики диодных образцов №1 – а и №2 – б

Такая форма АШХ может свидетельствовать о влиянии на шумы по крайней мере двух факторов. Первый из них связан со снижением демпфирующего влияния прикатодного пространственного заряда на флуктуации тока эмиссии, что приводит к более резкому возрастанию S_{ia} при увеличении I_a , чем по квадратичному закону. Второй может быть обусловлен возрастанием влияния внешнего поля на контактные электрические поля между эмиссионными центрами и слабоэмитирующим окружением, частично компенсируя их и снижая модуляционный эффект воздействия вторых на первые, что в целом способствует снижению уровня шумов.

Вместе с тем совокупность точек АШХ на рис.2а и 2б при максимально приближенных I_a к I_s образует зависимость $S_{ia}(I_s)$ существенно более слабую, чем квадратичная.

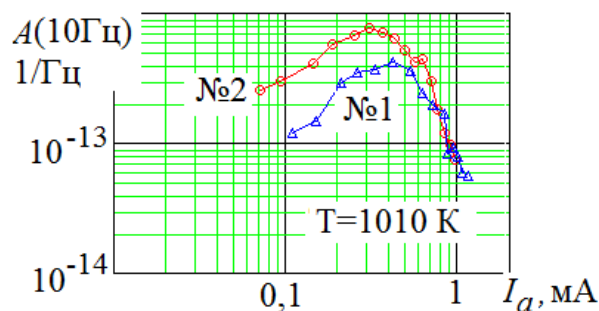


Рис. 3. Зависимости коэффициента A от анодного тока

Отсюда следует, что относительный уровень фликкерных флуктуаций тока эмиссии с ростом температуры снижается, что может служить основанием для предположений о сни-

жении относительного уровня флуктуаций при переходе к предельным токовым нагрузкам на катод.

Построенные на рис.3 зависимости $A(f=10\text{Гц})$ от I_a по своему характеру подтверждают снижение относительного уровня флуктуаций тока по мере увеличения тока на переходном участке ВАХ.

Библиографический список

1. M.Cattelino, G.Miram. Predicting cathode life expectancy and emission quality from PWFD measurements // Applied Surface Science, vol. 111, 1997, Pp.90 – 95.
2. Жигальский Г.П. Флуктуации и шумы в электронных твердотельных приборах. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 512с.
3. М.Д. Воробьев, Д.Н. Юдаев. Влияние электронного пространственного заряда при исследовании эмиссионных материалов методами электрофлуктуационной диагностики. СТНО-2019. Сборник трудов, т.2, С.21 – 26.

УДК 621.373; ГРНТИ 47.29.37

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ПУШЕК С КРУПНОСТРУКТУРНЫМИ АВТОЭМИССИОННЫМИ ЯЧЕЙКАМИ

С.П. Морев, А.Н. Дармаев, Э.К. Муравьев, В.М. Саблин

АО Научно-производственное предприятие «Торий», г. Москва, npp@toriy.ru

Аннотация. Представлены результаты экспериментальных исследований электронно-оптических систем с большими автоэммиттерами игольчатого типа, предназначенными для использования в электровакуумных приборах.

Ключевые слова: автоэмиссионные катоды, электронно-оптическая система, электровакуумные приборы

EXPERIMENTAL STUDY OF ELECTRONIC GUNS WITH FIELD EMISSION AND LARGE NEEDLE EMITTERS

S.P. Morev, A.N. Darmaev, E.K. Muraviov, V.M. Sablin

JSC "RPE "Toriy", Moscow, Russia, npp@toriy.ru

Abstract. The results of experimental studies of electron-optical systems with field emission and large needle-type emitters intended for electrovacuum devices are presented.

Keywords. Field emission cathodes, the electron-optical system, electron vacuum devices.

1. Введение

Из-за возможности получения стабильной автоэлектронной эмиссии катодов при техническом вакууме перспективными материалами для автоэмиссионных катодов различных электровакуумных устройств продолжают быть модификации углеродных материалов (углеродные нанотрубки и волокна, острия из стеклоуглерода, алмазоподобные пленки и тому подобное), а также тугоплавкие материалы (молибден, вольфрам).

В докладе представлены материалы экспериментального исследования электронно-оптических систем с крупноструктурными автоэмиссионными ячейками, обеспечивающих устойчивую эмиссию электронного потока с током более 0,2-4 мА в непрерывном режиме при вакууме $5.0 \cdot 10^{-7} - 6.0 \cdot 10^{-8}$ Торр в течение нескольких часов.

2. Электронная пушка с автоэммиттерами

Экспериментально исследовался макет электронной пушки (рис. 1), в которой размещались до четырех крупноструктурных автоэмиссионных ячеек из разных материалов

(табл. 1). На управляющий электроды и анод пушки подавался одинаковый потенциал и, вследствие этого, электронный поток распространялся в эквипотенциальном пространстве.

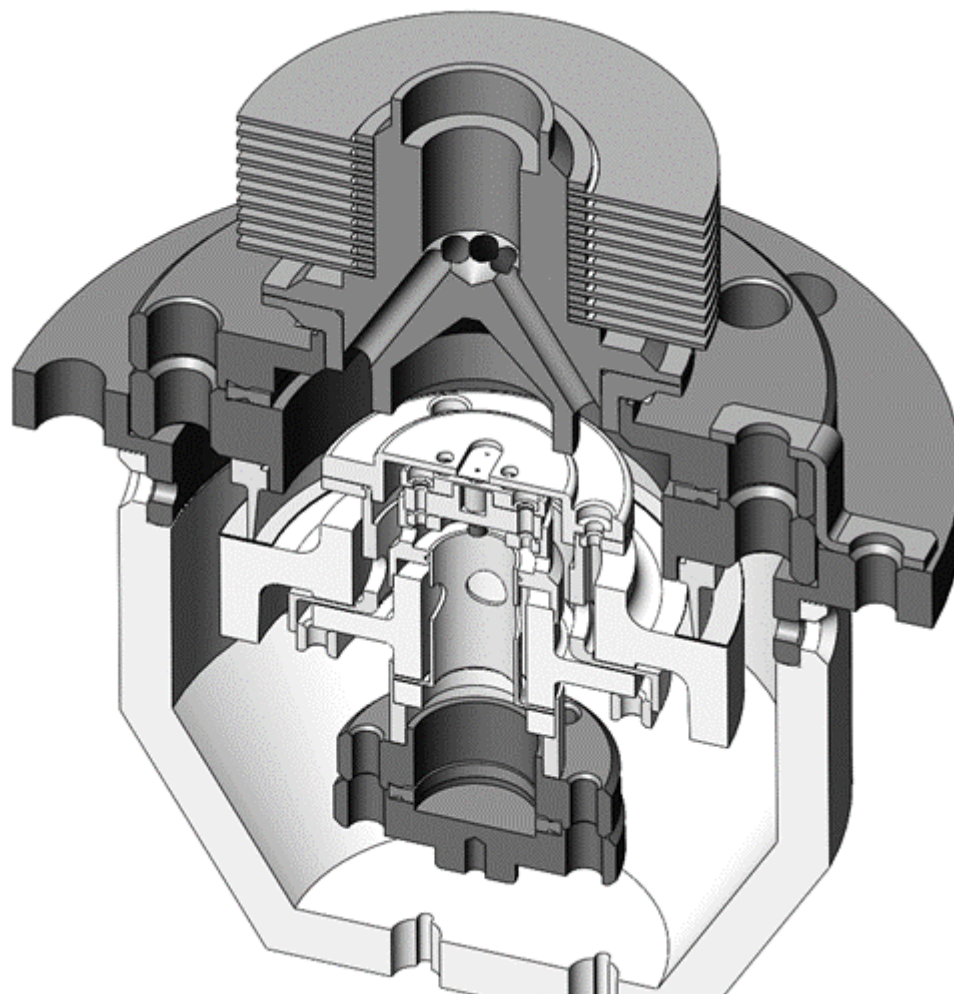


Рис. 1. Конструкция макета многолучевой электронной пушки

Измерения проводились при непрерывной откачке при давлении остаточных газов $5.0 \cdot 10^{-7} - 6.0 \cdot 10^{-8}$ Торр. Режим испытаний непрерывный.

Таблица 1. Основные размеры автоэмиссионных ячеек

Размеры	гафний	вольфрам	стекло- углерод
Диаметр отверстия в сетке, мкм	480	480	480
Высота иглы, мкм	720-850	690-1500	370-1450
Радиус кривизны вершины, мкм	3.5-21.0	3.5	2.0-11.0

На рисунке 2 представлены фото следа на покрытом люминофором коллекторе от пучка, сформированного со стеклоуглеродного автоэммиттера с высотой иглы 1,3 мм, диаметром острия 3,88 мкм, а также фото до и после испытаний в течение пяти часов непрерывной работы при давлении $10^{-7} - 5 \cdot 10^{-7}$ Торр.

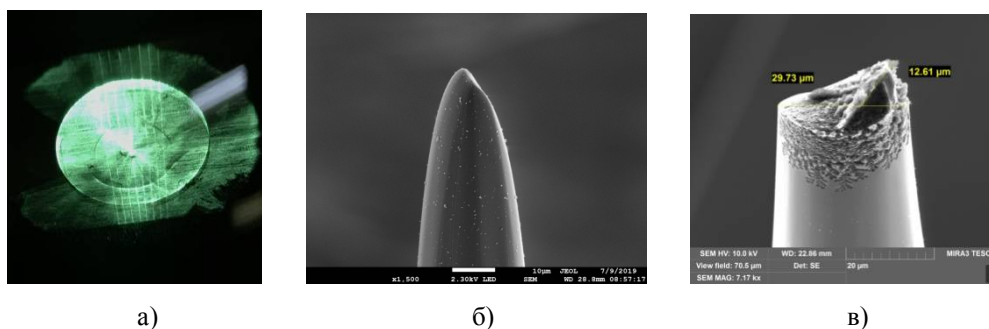


Рис. 2. След от пучка на коллекторе (а), острие автоэммиттера из стеклоглерида СУ-2000 до испытаний (б) и после испытаний (в)

Максимальный ток катода с этого эмиттера составил 0,535 мА, ток на сетку составил 6% от общего тока при напряжении на сетке равного 2015 В (рис. 3а). Измерения на электронном микроскопе показали, что после работы высота вершины острия эмиттера из стеклоглерида СУ-2000 уменьшилась на 70 мкм.

Испытания в более щадящем режиме аналогичного эмиттера с диаметром острия 6,0 мкм при напряжении на сетке равного 3600 В позволили достигнуть продолжительности испытаний свыше 30 часов, после чего испытания были прекращены (рис. 3б).

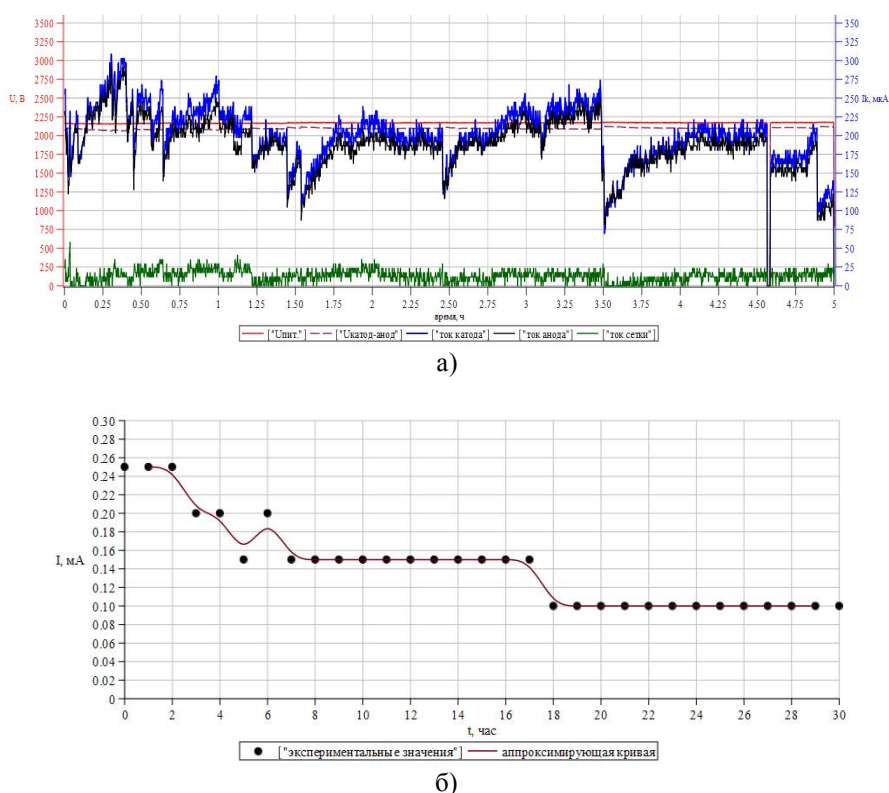


Рис. 3. Изменение потенциала управляющего электрода и анода, тока анода, тока катода и тока управляющего электрода от времени

Максимальные значения достигнутых катодных токов для автоэммиттеров, выполненных из вольфрама составили 6,0 мА при напряжении 6130 В. Токи на сетку составляли от 1 до 20% катодного тока.

На рисунке 4 представлены аналогичные фото для эмиттера из вольфрама после работы в течение 5 часов в непрерывном режиме. Измерения показали, что изменения кривизны эмиттера не происходит.

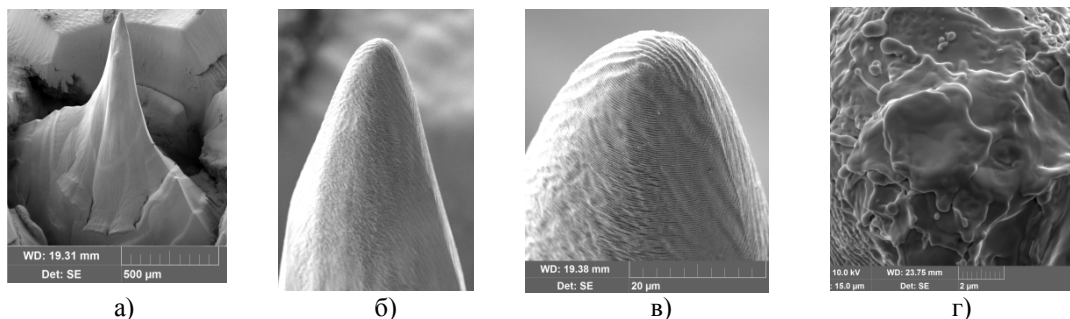


Рис. 4. Фото вольфрамового автоэмиттера (а-в) до работы и после работы (г)

Зависимости токов от времени для вольфрамового и стеклоуглеродного эмиттеров представлены на рисунке 5.

Как следует из анализа рисунков, при меньших значениях токов долговечность работы автоэмиттера увеличивается.

Наблюдаемая деградация катодного тока может быть легко скомпенсирована подстройкой потенциала на сетке.

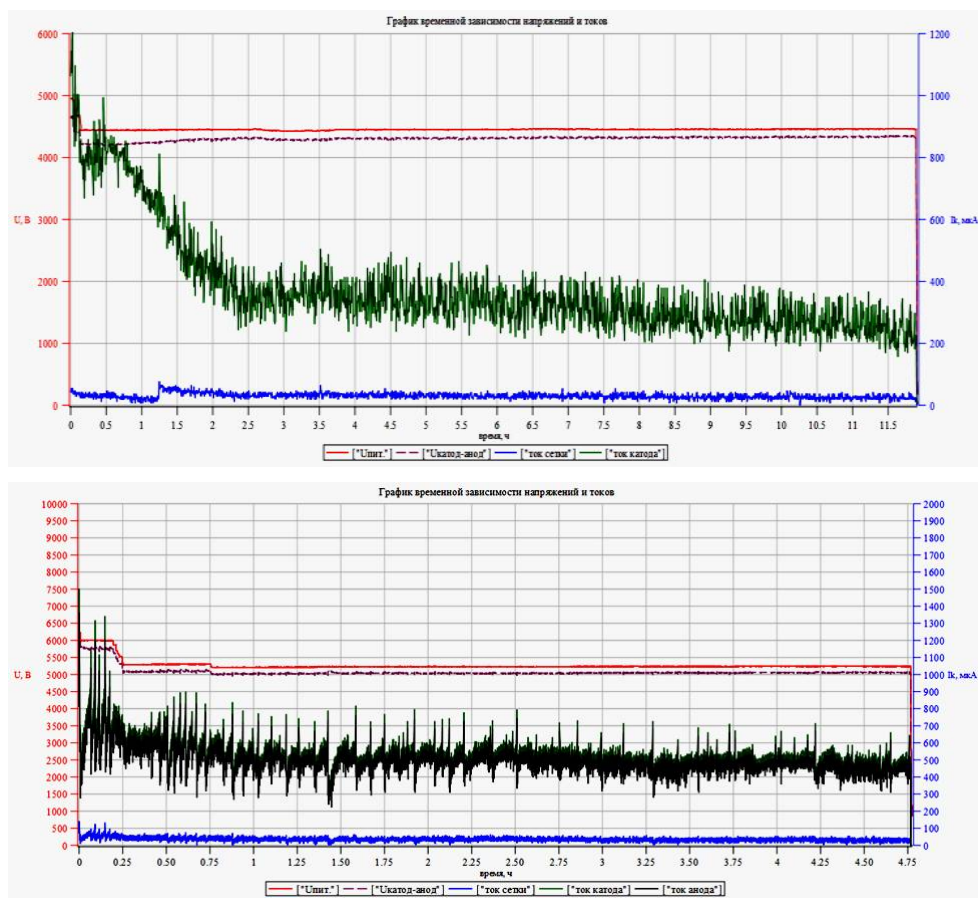


Рис. 5. Зависимость тока катода от времени (а) – вольфрам, (б) - стеклоуглерод

УДК 621.373; ГРНТИ 47.29.37

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА В РЕНТГЕНОВСКИХ ТРУБКАХ С ПРЯМОНАКАЛЬНЫМИ КАТОДАМИ

А.Н. Дармаев*, С.П. Морев*, Н.Н. Потрахов**, А.С. Баклин**, В.М. Саблин*

* АО Научно-производственное предприятие «Торий», г. Москва, npp@toriy.ru

** СПбГТЭУ «ЛЭТИ», г. Санкт-Петербург, kzhamova@gmail.com

Аннотация. Представлены результаты анализа формирования электронного потока в электронно-оптических системах с прямонакальными катодами для использования в рентгеновских трубках. Рассмотрены различные аспекты улучшения структуры электронного потока, падающего на мишень.

Ключевые слова: рентгеновские трубки, ЭОС, прямонакальные катоды

FEATURES OF FORMATION OF THE ELECTRON FLOW IN THE X-RAY TUBE WITH DIRECTLY HEATED CATHODES

A.N. Darmaev*, S.P. Morev*, N.N. Potrahov**, A.S. Barlin**, V.M. Sablin*

* JSC "RPE "Toriy", Moscow, Russia, npp@toriy.ru

** ETU "LETI", St. Petersburg, Russia, kzhamova@gmail.com

Abstract. The results of the analysis of electron flow formation in electron-optical systems with straight-channel cathodes for use in x-ray tubes are presented. Various aspects of improving the structure of the electron flow falling on the target are considered.

Keywords: the X-ray tube, the electron - optical system, directly heated cathodes

1. Введение

Рентгеновские трубки уже давно и прочно занимают широкую нишу источников рентгеновского излучения. В последнее время усилился интерес к созданию таких источников, в которых падающий на мишень электронный поток должен иметь по возможности малый размер (порядка 10-100 мкм), наряду с близкой к равномерному распределению плотности тока в поперечном сечении электронного потока. Это выдвигает дополнительные требования к формированию в области электронной пушки и дальнейшей транспортировке электронного потока в электронно-оптической системе рентгеновской трубки.

В докладе представлены материалы математического моделирования электронно-оптических систем, в которых источником электронов является прямонакальный катод, выполненный из вольфрамовой проволоки.

2. Расчет температуры и тока катода при фиксированных значениях напряжения на электродах

Анализировалась электронная пушка с прямонакальным катодом, модель которой представлена на рисунке 1. Катод электронной пушки представлял собой вольфрамовую проволоку, изогнутую и размещенную внутри молибденового держателя в соответствии с рисунком 2. При токе накала 3,0÷4,0 А температура катода составила 2200÷2500 °К, за счет чего происходит удлинение проволоки на 0,3 мм и из-за жесткого закрепления некоторая деформация (рис. 2б). Вследствие малого перепада температуры по катоду, эмиссия электронов происходит со всего катода и в этом случае большое значение может иметь провисание электрического потенциала анода внутрь отверстия управляющего электрода (рис. 3). Дальнейшие расчёты проводились с учетом выдвижения катода относительно управляющего электрода на 0,3 мм. Работа выхода соответствовала чистому вольфраму 4,5 эВ, а температура катода - 2250°К.

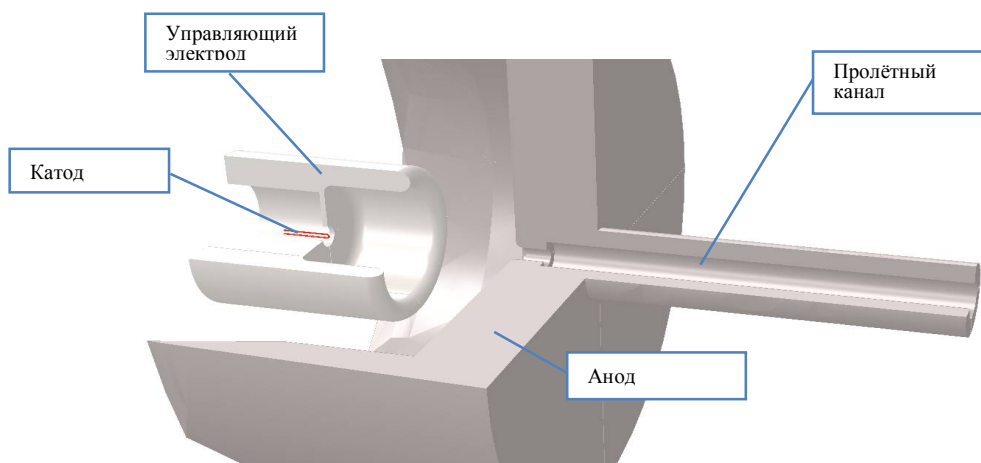


Рис. 1. Трехмерная модель электронной пушки с прямонакальным катодом

В ходе проведения расчетов было оценено влияния магнитного поля от протекающего в катодном токе накала, а также собственного магнитного поля электронного потока. Из-за пренебрежимо малого влияния этих полей на траектории потока в дальнейших расчетах они не учитывались.

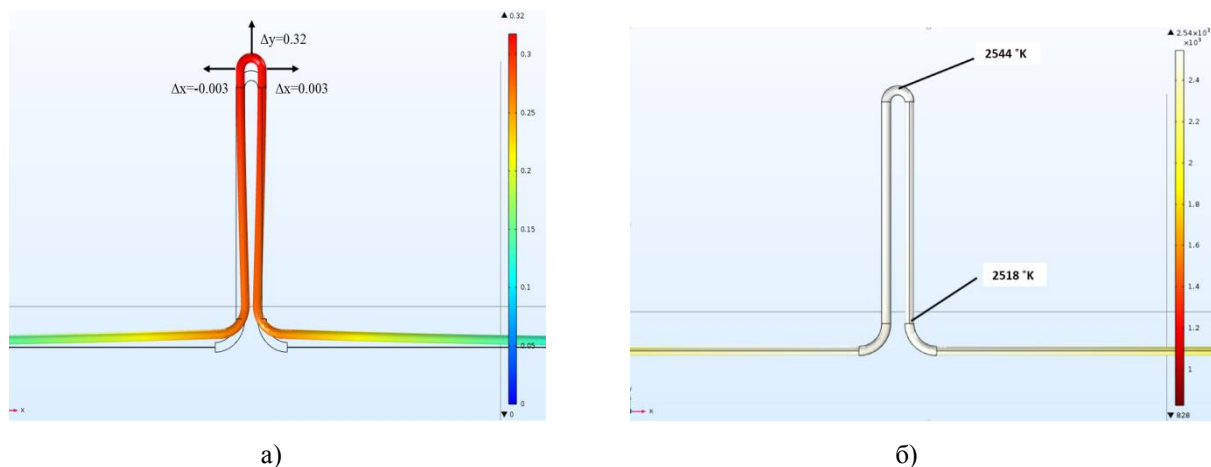


Рис. 2. Прямонакальный катод в держателе, его температурная деформация (а) и распределение температуры по поверхности катода (б)

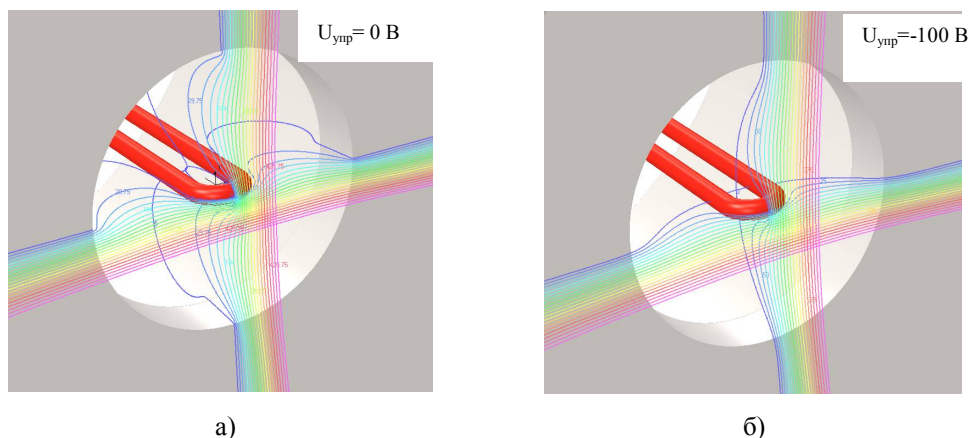


Рис. 3. Распределение эквипотенциалов (цветовой диапазон 0 ÷ 500 В) в области катода при $U_a = 70$ кВ и $U_{упр} = а) 0$ В; б) -100 В

3. Электронная пушка с прямонакальным катодом

Для оценки вклада тока от различных по площади и расположению частей катода в общий ток, модель катода была разделена на три части, ток эмиссии от которых мог учитываться отдельно (рис. 4).

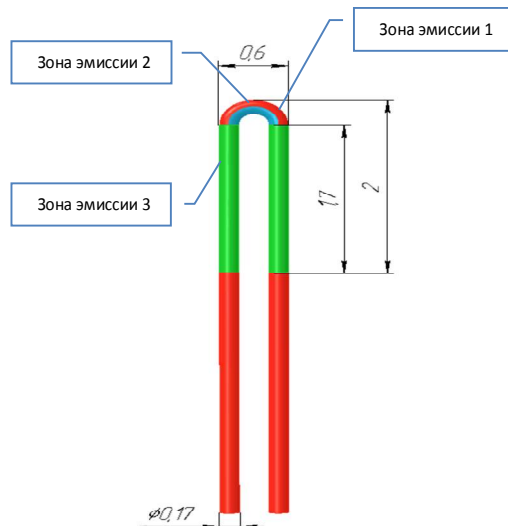


Рис. 4. Разбиение катода на три эмиссионных поверхности

Отметим, что из расположенной ниже зоны 3 области, эмиссии не происходит из-за отсутствия в этой области «тянущего» потенциала (рис. 3б). Ход парциальных электронных потоков и соответствующие величины токов областей катода при потенциале на управляющем электроде равном нулю представлены на рисунке 5.

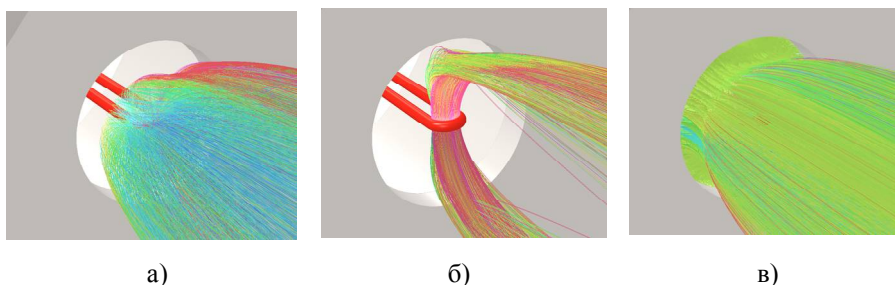


Рис. 5. Траектории электронов парциального потока для областей эмиссии 1-3:
а) $I_1 = 0,15$ мА; б) $I_2 = 0,09$ мА; в) $I_3 = 1,00$ мА

На рисунке 6 представлены профили электронного потока по мере его продвижения вдоль оси ЭОС.

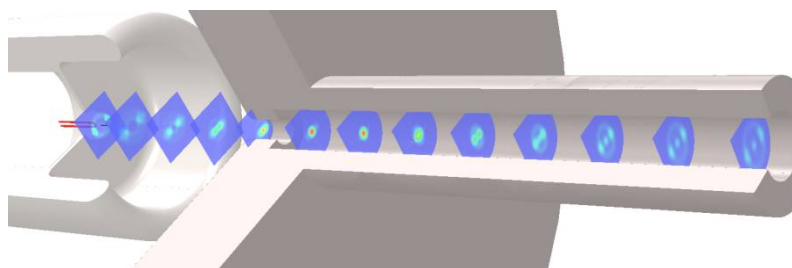


Рис. 6. Распределения плотностей тока по сечению пучка вдоль оси ЭОС

Из анализа рисунка 6 следует, что кроссовер электронного потока расположен сразу за анодом пушки, при $U_{\text{упр}} = -50$ В имеет круглую форму с колоколообразным распределением плотности тока, а в плоскости мишени, поток существенно расходится, при этом распределение плотности тока является проекцией эмиссионных зон поверхности катода.

Для обеспечения минимального диаметра электронного потока на мишени в этом случае может быть применена дополнительная фокусировка магнитным полем, а для обеспечения однородного распределения плотности тока в плоскости мишени целесообразно оптимизировать расположение и размеров электродов электронной пушки.

УДК 621.373; ГРНТИ 47.29.37

КОМПЕНСАЦИЯ ВЛИЯНИЯ ТОКА НАКАЛА НА ОТКЛОНЕНИЕ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА В ЭЛЕКТРОННЫХ ПУШКАХ С ПРЯМОНАКАЛЬНЫМ КАТОДОМ ДЛЯ УСТАНОВОК ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ СВАРКИ

В.М. Саблин*, А.Н. Дармаев*, В.К. Драгунов, С.П. Морев*, А.П. Слива****

**АО Научно-производственное предприятие «Торий», г. Москва, spmor@yandex.ru*

***Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, DragunovVK@mpei.ru*

Аннотация. Представлены результаты анализа формирования электронного потока в электронных пушках с прямонакальными катодами для использования в установках электронно-лучевой сварки. Рассмотрены различные аспекты улучшения положения центра электронного потока в зоне сварки.

Ключевые слова: электронно-лучевая сварка, электронная пушка, прямонакальный катод, магнитное поле.

FEATURES OF FORMATION OF THE ELECTRON FLOW IN THE X-RAY TUBE WITH DIRECTLY HEATED CATHODES

V.M. Sablin*, A.N. Darmaev*, V.K. Dragunov, S.P. Morev*, A.P. Sliva****

**JSC "RPE "Toriy", Moscow, Russia, spmor@yandex.ru*

***NRU "MPEI", Moscow, Russia, DragunovVK@mpei.ru*

Abstract. The results of the analysis of electron flow formation in electron-optical systems with straight-channel cathodes for use in x-ray tubes are presented. Various aspects of improving the structure of the electron flow falling on the target are considered.

Keyword. Electron beam welding, electron gun, directly heated cathode, magnetic field.

1. Введение

Электронные пушки с прямонакальными катодами широко применяются в установках электронно-лучевой сварки. Для управления положением электронного потока в зоне сварки используют различного рода отклоняющие системы на основе магнитных катушек с механизмами управления этими системами. С их помощью компенсируют, например, смещение пучка, возникающее при сварке разнородных или ферромагнитных материалов за счет возникновения магнитного поля.

Однако на электронный пучок действуют магнитные поля, создаваемые током пучка, а также током накала катода электронной пушки.

В докладе рассмотрен один из способов компенсации магнитного поля, созданного током накала, не требующий дополнительных отклоняющих систем.

2. Температура и эмиссия с прямонакального катода при фиксированных значениях напряжения на электродах

Анализировалась электронная пушка с прямонакальным катодом, модель которой представлена на рисунке 1. В качестве исследуемого катода использовалась вольфрамовая лента толщиной 0,05 мм с эмитирующей площадкой 2х2 мм (рис. 2). Работа выхода соответствовала чистому вольфраму 4,5 эВ.

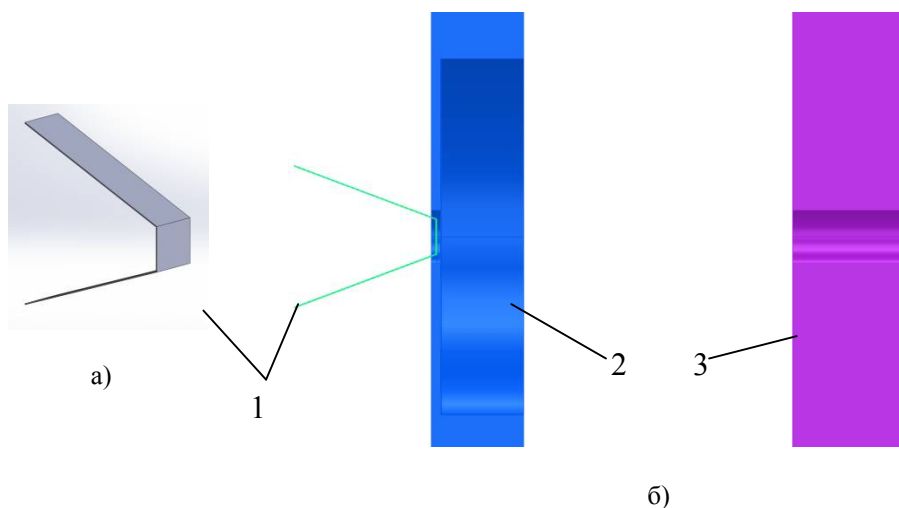


Рис. 1. Трехмерная модель прямонакального катода (а) и электронной пушки (б):
1 – катод, 2 – управляющий электрод, 3 – анод.

При токе накала 10,0 А температура катода составила около 2500 °К, за счет чего вольфрамовая лента удлинилась на 0,4 мм и положение катода относительно управляющего электрода и анода изменилось по сравнению с его положением в холодном состоянии. Кроме того, вследствие малого перепада температуры по катоду, эмиссия электронов происходила со всего катода и в этом случае часть электронного потока образовывалась электронами с боковых поверхностей катода. Отметим, что этот ток был отсечен подачей отрицательного потенциала по отношению к потенциалу катода, поэтому дальнейшие расчёты проводились с учетом выдвигания катода относительно управляющего электрода на 0,4 мм и без учета эмиссии с боковых поверхностей катода.

В ходе проведения расчетов было оценено влияния магнитного поля от собственного магнитного поля электронного потока. Из-за пренебрежимо малого влияния этого поля на траектории потока в дальнейших расчетах оно не учитывалось.

При протекании через катод тока накала вокруг него возникает магнитное поле, направленное в соответствии с рисунком 2 а.

Таким образом, собственное поле тока накала может рассматриваться как поле миниатюрной отклоняющей системы, изменяющей положение электронного пучка относительно электроно-оптической оси пушки.

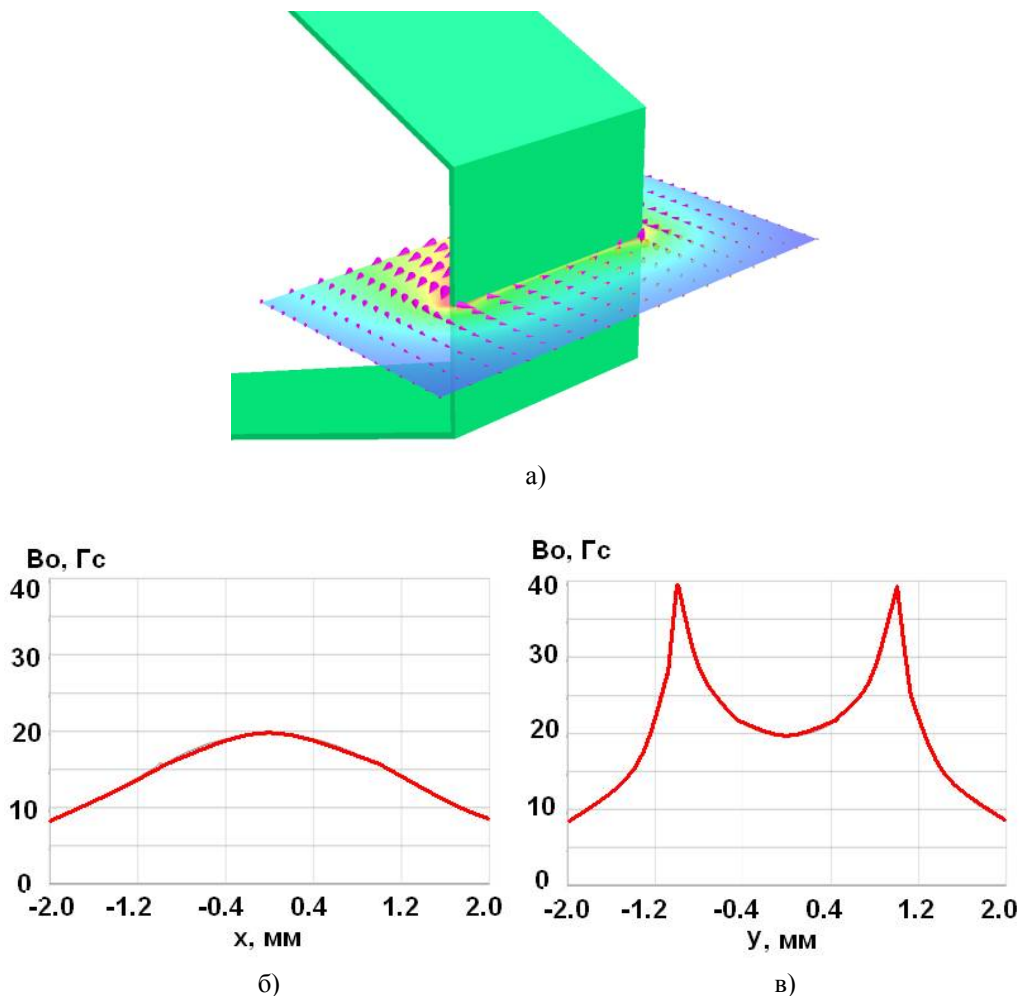


Рис. 2. Собственное магнитное поле тока накала (а) и индукция магнитного поля в продольном (б) и перпендикулярном (в) направлении тока катода

3. Электронная пушка с прямонакальным катодом

Расчеты электронной пушки были проведены при потенциале управляющего электрода, равного нулю и потенциале анода, равном 50000 В. Ток, отбираемый с катода, составлял 100 мА. Как показали расчеты, уже в плоскости анода центр пучка смещается приблизительно на 0,15 мм, что составляет около $0,5^\circ$ (рис. 3). Аналогичным образом происходит смещение потока, формируемого с катода с круглой эмитирующей площадкой. Для компенсации возникающего магнитного поля можно разместить рядом с катодом такую же ленту из вольфрама и пропустить по ней ток в противоположном направлении (рис. 4). Результаты расчетов, представленные на рисунке 5, показали существенное снижение уровня индукции магнитного поля, за счет чего центр пучка остается практически на месте.

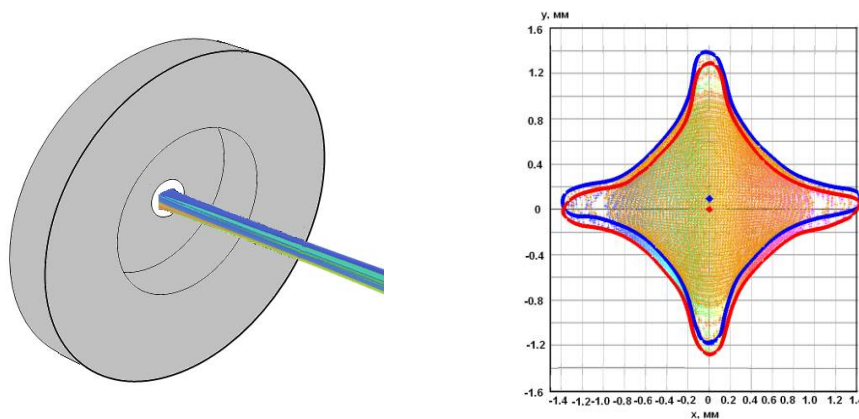


Рис. 3. Траектории электронного потока внутри электронной пушки (а) и смещение положения пучка электронов в плоскости анода с учетом (1) и без учета (2) собственного магнитного поля катода

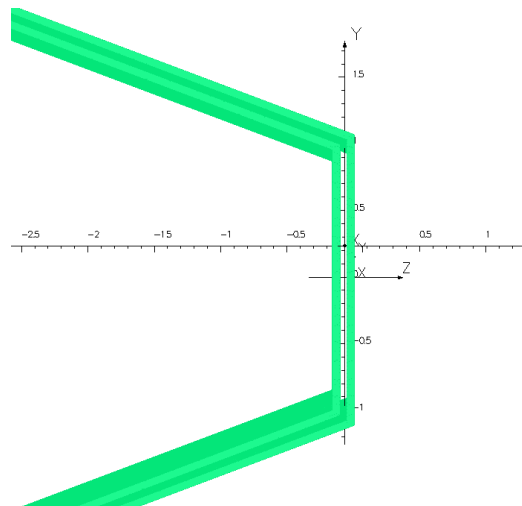


Рис. 4. Прямокальный катод с уменьшенным магнитным полем от тока накала

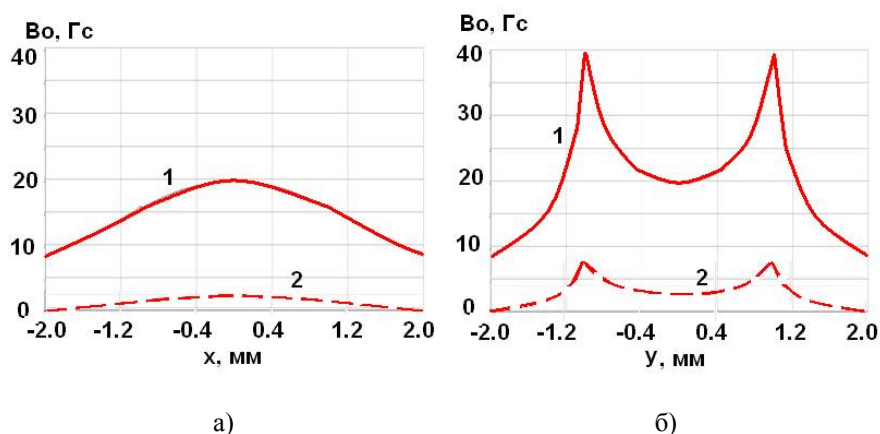


Рис. 5. Индукция магнитного поля в продольном (а) и перпендикулярном (б) направлении тока катода без компенсации (1) и при компенсации (2) магнитного поля

Размещение еще одной вольфрамовой ленты прямокального катода так, чтобы направления токов были взаимно перпендикулярны друг другу, позволяет создать устройство для смещения пучка в двух взаимно перпендикулярных плоскостях, начиная непосредственно с катода, за счет изменения полярности приложенного напряжения накала.

УДК 621.385

МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ АЧХ КЛИСТРОНА НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ В ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

С.В. Сурков, М.А. Кравченко, Д.А. Комаров, Ю.Н. Парамонов, Д.А. Калашников

АО «НПП «Торий»

Россия, г. Москва, surkovsergey1993@mail.ru

Аннотация. В данной работе рассматривается вопрос исследования амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) клистрона в режиме насыщения. Описана методика проведения измерений с использованием векторного анализатора цепей нового поколения. Представлены результаты проведенных экспериментов по настройке прибора с использованием описанного метода измерений.

Ключевые слова: клистрон, АЧХ, методика, эксперимент.

THE METHODOLOGY FOR STUDYING THE AMPLITUDE-FREQUENCY CHARACTERISTICS OF A CONTINUOUS KLYSTRON IN A DYNAMIC MODE OF OPERATION

S.V. Surkov, M.A. Kravchenko, D.A. Komarov, Yu.N. Paramonov, D.A. Kalashnikov

JSC "SPE" Toriy"

Russia, Moscow, surkovsergey1993@mail.ru

Annotation. In this paper, we consider the study of amplitude-frequency characteristics of the klystron in saturation mode. The methodology of measurements using a new generation vector circuit analyzer is described. The results of the experiments on tuning the device using the described measurement method are presented.

Keywords: klystron, amplitude-frequency characteristics, methodology, experiment.

Введение

Работа посвящена исследованию возможностей преодоления принципиальных трудностей настройки широкополосных электровакуумных приборов непрерывного действия (на примере клистрона КУ-409, разработанного в АО «НПП «Торий») в динамическом режиме работы. Зачастую возникают проблемы при снятии АЧХ прибора, ведь при этом используется запитывающий генератор, работающий в режиме непрерывной генерации на одной частоте, и по точкам приходится снимать зависимость выходной мощности от частоты, а затем уже строить общий график. При этом настройка прибора в динамическом режиме работы производится практически вслепую, опираясь лишь на опыт разработчика. Поэтому в данной работе представлен метод измерений АЧХ клистрона с использованием векторного анализатора цепей нового поколения, который даёт возможность видеть полную картину АЧХ прибора и позволяет производить его настройку гораздо проще и быстрее.

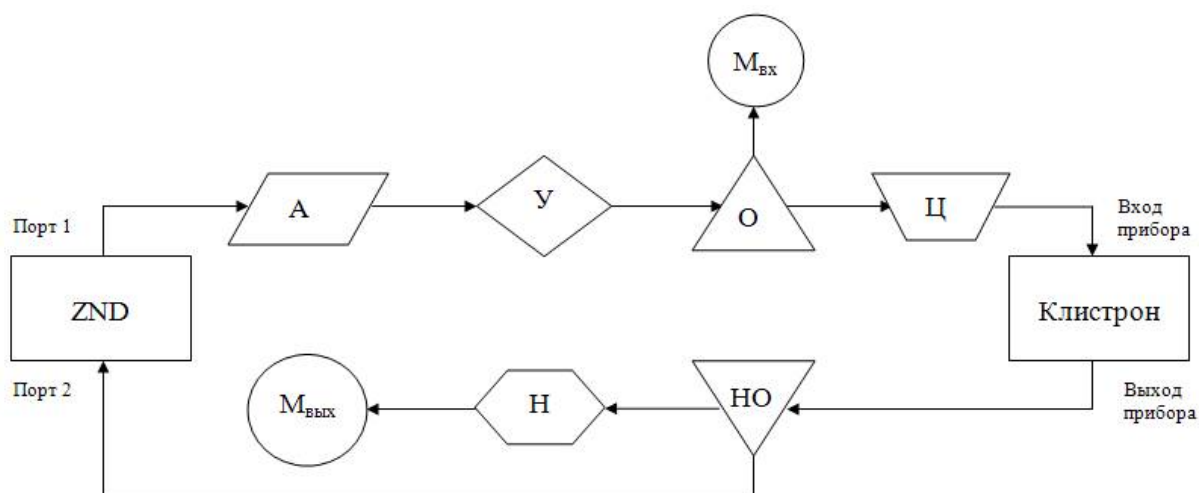
1. Описание методики исследования АЧХ прибора

Для регулировки частоты и добротности всех резонаторов (входного, промежуточных и выходного, связанного с фильтровой системы) на этапе проведения холодных измерений используются настроечные элементы. Но в дальнейшем, при испытаниях прибора в динамическом режиме, эти характеристики резонаторов могут меняться (в результате тепловых уходов и нагрузки пучком). Поэтому при выведении прибора в режим насыщения, при подаче на вход клистрона сигнала в точке (непрерывная генерация), не видно АЧХ во всей полосе, и лишь после снятия характеристики может выясниться, что коэффициент полезного действия (КПД) и усиление в каких-либо точках рабочего диапазона меньше необходимого. Предлагаемая методика работает с применением векторного анализатора цепей R&S (Rohde&Schwarz), внутренний генератор которого можно использовать в режиме «sweep», т.е. в полосе частот [1].

Блок-схема основных элементов испытательного стенда, позволяющая понять суть метода измерений АЧХ клистрона представлена на рисунке 1.

В качестве входного используется сигнал, выдаваемый внутренним генератором векторного анализатора цепей ZND в полосе частот, а не в точке, таким образом, мощность этого сигнала усредняется во всей выбранной полосе.

Далее сигнал с порта 1 анализатора поступает на входной тракт испытательного стенда, который состоит из коаксиального аттенюатора, п/п усилителя, волноводного циркулятора, направленного ответвителя, нескольких коаксиально-волноводных переходов (КВП) и тракта в канале 35×15 , чтобы подать мощность на вход прибора.



ZND – векторный анализатор цепей; А – аттенюатор; У – усилитель; О – ответвитель вх. мощности
 $M_{вх}$ – измеритель вх. мощности; Ц – циркулятор; НО – ответвитель вх. мощности
 Н – нагрузка; $M_{вых}$ – измеритель вх. мощности прибора

Рис. 1. Блок-схема измерительного стенда для снятия АЧХ прибора

Аттенюатор необходим для регулировки уровня входной мощности, поступающей на усилитель. Далее в схеме стоит п/п усилитель, который усиливает сигнал до необходимого уровня, требуемого по техническому заданию (ТЗ) на вход прибора. С помощью направленного ответвителя, имеющего ослабление 17,5 дБ, удастся оценить уровень сигнала, поступающего на вход прибора. Циркулятор предохраняет усилитель от обратной волны в тракте.

На рисунке 2 представлены фотографии испытательной установки.

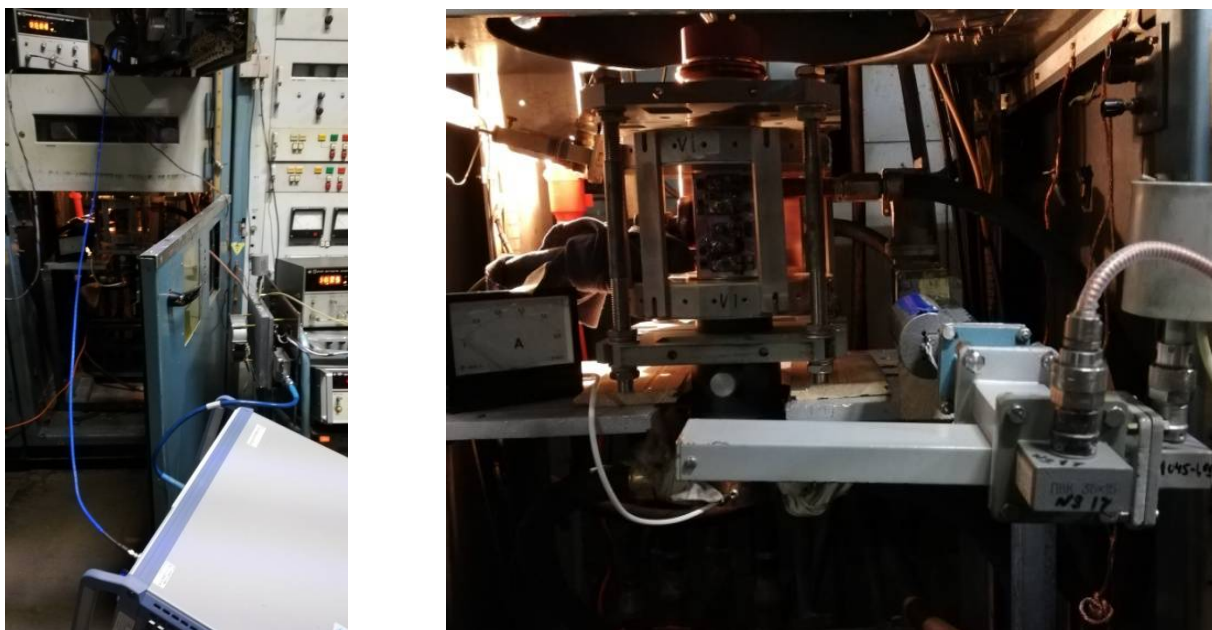


Рис. 2. Фотографии измерительного стенда

Мощность из прибора выводится по волноводному каналу сечением 35×15 . Она поступает в калориметрическую нагрузку, где поглощается водой и удается с помощью измерителя мощности зафиксировать её уровень. Также в выходном тракте используется направленный ответвитель с ослаблением 49,8 дБ, с которого с помощью КВП и кабеля сигнал поступает на порт 2 векторного анализатора цепей. Поступающие сигналы обрабатываются анализатором, и он показывает АЧХ прибора во всей полосе рабочих частот (рис. 3).

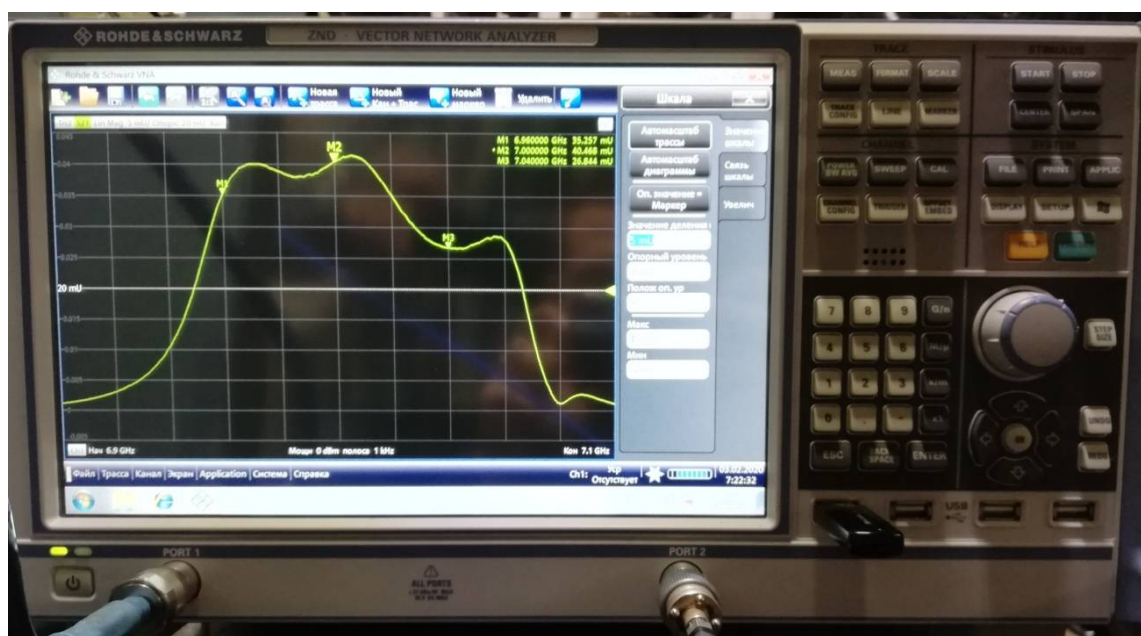


Рис. 3. Результаты снятия АЧХ без входного сигнала (статика)

2. Результаты настройки прибора в динамическом режиме с применением методики измерения АЧХ

В качестве примера, показывающего работоспособность данного метода измерения АЧХ, приведем настройку прибора КУ-409 в динамическом режиме работы во всей полосе

рабочих частот. После подключения прибора в стенд, подачи накала и ускоряющего напряжения, прибор выводится в режим насыщения, закрывая аттенюатор и тем самым увеличивая входной сигнал на прибор. Результат АЧХ в расширенном диапазоне частот показан на рисунке 4.

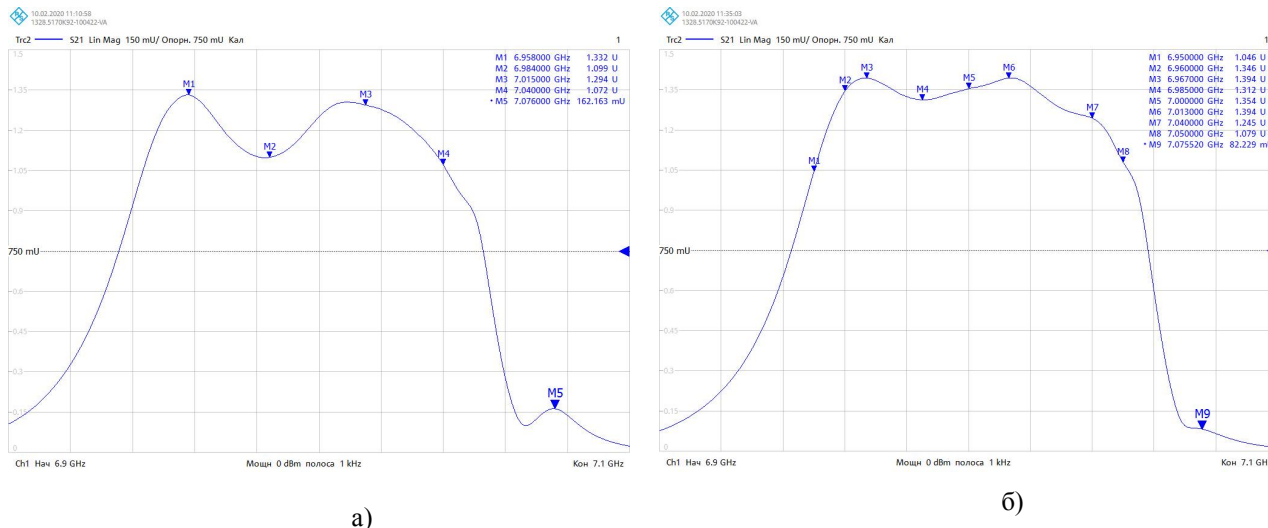


Рис. 4. АЧХ клистрона в режиме насыщения до и после настройки

Из рисунка 4а видно, что имеется большой перепад АЧХ в центре рабочего диапазона (в районе 7 ГГц), что даёт заниженные значения средней мощности на выходе прибора именно в этих точках, если не превышать допустимый уровень входного сигнала. При этом по АЧХ видно, что существует усиление вне рабочей полосы (маркер М5 на рис. 4а), что приводит к общему снижению КПД клистрона [2].

Далее была произведена настройка электродинамической системы (ЭДС) прибора, что позволило скорректировать АЧХ, добившись снижения перепада амплитуды в рабочей полосе с 0,95 до 0,5 дБ (рис. 4б).

Для того, чтобы оценить уровень средней мощности именно в рабочей полосе, было проведено измерение АЧХ в диапазоне 6,94÷7,04 ГГц (рис. 5).

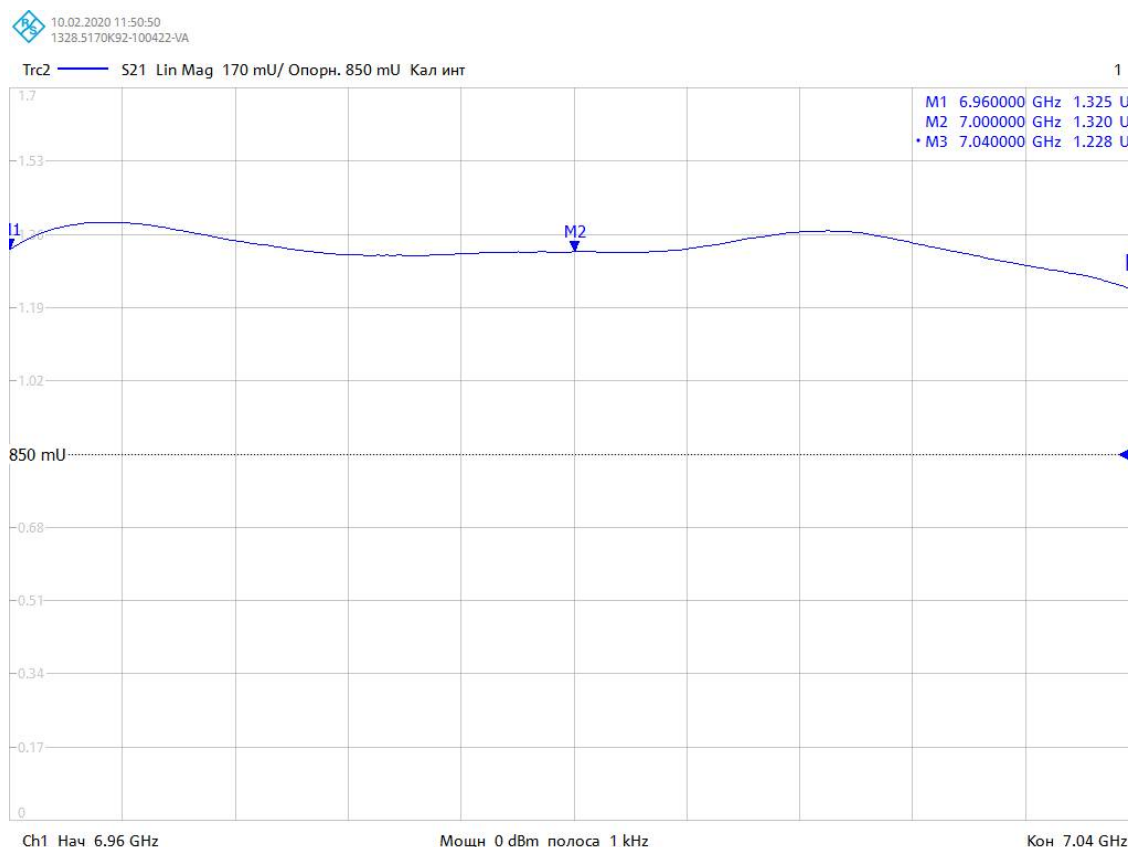


Рис. 5. АЧХ клистрона в режиме насыщения после настройки в рабочей полосе клистрона

По результатам настройки удалось добиться выравнивания АЧХ в полосе частот прибора, получить необходимый уровень мощности 11,7 кВт вместо 10,2 кВт по среднему значению в полосе, при требуемом коэффициенте усиления во всех точках диапазона.

Выводы

Предложена методика и разработана схема испытаний клистрона непрерывного действия в полосе рабочих частот. Благодаря спроектированному испытательному стенду и использованию векторного анализатора удалось осуществить снятие АЧХ во всей полосе рабочих частот прибора на этапединамических испытаний, что позволило значительно сократить время настройки клистрона и добиться требуемых параметров по уровню КПД и усиления.

Библиографический список

1. Хибель М. Основы векторного анализа цепей / Михаэль Хибель. – пер. с англ. С.М. Смольского; под ред. У. Филипп. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009.-500 с.: ил.
2. Комаров Д.А., Морев С.П., Парамонов Ю.Н. Управление полосовыми характеристиками мощных сверхвысокочастотных электровакуумных приборов с помощью фильтровых систем / Радиотехника и электроника, 2012, том 57, №10, с 1-6.

ФОРМИРОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ ПЬЕЗОКОРРЕКТОРОВ ДЛЯ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВКИ ПЕРИМЕТРА КОЛЬЦЕВОГО ЛАЗЕРНОГО ГИРОСКОПА

А.Д. Дукардт, Д.А. Морозов

*Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, morozovdmitry@bk.ru*

Аннотация. Разработан формирователь управляющего напряжения для пьезокорректоров системы регулировки периметра кольцевого лазерного гироскопа. Проведена оптимизация динамических и энергетических характеристик формирователя.

Ключевые слова: кольцевой лазерный гироскоп, пьезокорректор, формирователь напряжения.

PIEZOCORRECTOR'S VOLTAGE DRIVER FOR PERIMETER ADJUSTMENT SYSTEM OF THE RING LASER GYRO

A. D. Dukardt, D. A. Morozov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, morozovdmitry@bk.ru*

Annotation. A control voltage generator for piezocorrectors of the perimeter adjustment system of a ring laser gyroscope has been developed. The dynamic and energy characteristics of the shaper were optimized.

Keywords: ring laser gyroscope, piezocorrector, a voltage generator.

Использование кольцевого лазера в качестве датчика угловых перемещений требует настройки его периметра на центр резонаторной моды и удержания на ней при изменениях температуры ситаллового моноблока во всем диапазоне рабочих температур. Кроме того, в процессе работы системы возникает необходимость быстрой перестройки периметра на соседние резонаторные моды. Изменение длины периметра осуществляется путем перемещения зеркал резонатора с помощью пьезокорректоров, представляющих собой сборки из нескольких дисков пьезокерамики, соединенных между собой металлической обоймой.

Для функционирования системы автоматической настройки периметра в цифровом лазерном гироскопе требуется непрерывное качание зеркал с малой амплитудой [1]. Это обеспечивается наличием в питающем корректоры напряжения переменной составляющей с формой «меандр» и амплитудой порядка единиц вольт. Последнее приводит к периодической перезарядке емкости пьезокорректоров, которые с точки зрения электрической нагрузки представляют собой емкости величиной около пятидесяти нанофард.

Разрабатываемый формирователь напряжения для пьезокорректоров должен удовлетворять следующим требованиям:

- диапазон регулировки выходного напряжения: $-170 \text{ В} \div +170 \text{ В}$;
- потребляемая мощность не более 80 мВт;
- устойчивая работа на емкостную нагрузку не менее 50 нФ;
- длительность переходного процесса при ступенчатом изменении выходного напряжения на 1 В – не более 2 мс;
- управление от ЦАП с однополярным выходным напряжением $0 \div 2,5 \text{ В}$.

При заданном диапазоне входного управляющего напряжения модуль коэффициента передачи формирователя, от входного управляющего - к выходному напряжению, равен 135. Также формирователь должен удовлетворять определенным точностным характеристикам (отсутствие выбросов напряжения на нагрузке при погрешности его установки - не более 0,1%).

Следовательно, формирователь должен быть выполнен в виде усилителя, охваченного глубокой обратной связью, с собственным коэффициентом усиления не менее нескольких тысяч. Кроме того, использование однополярного управляющего напряжения при двухпо-

лярном выходном приводит к необходимости применения дифференциального усилителя на входе формирователя.

Реализация предъявляемых к преобразователю требований приводит к выбору структуры схемы, содержащей операционный усилитель на входе и высоковольтный усилительный каскад на выходе.

В существующих схемах управления пьезокорреторами выходной каскад выполняется в виде дифференциальный усилителя с однополярным питанием и резистивной нагрузкой более 500 кОм. Двухполярное выходное напряжение здесь формируется путем подключения пьезокорретора в виде дифференциальной нагрузки (рисунок 1, а).

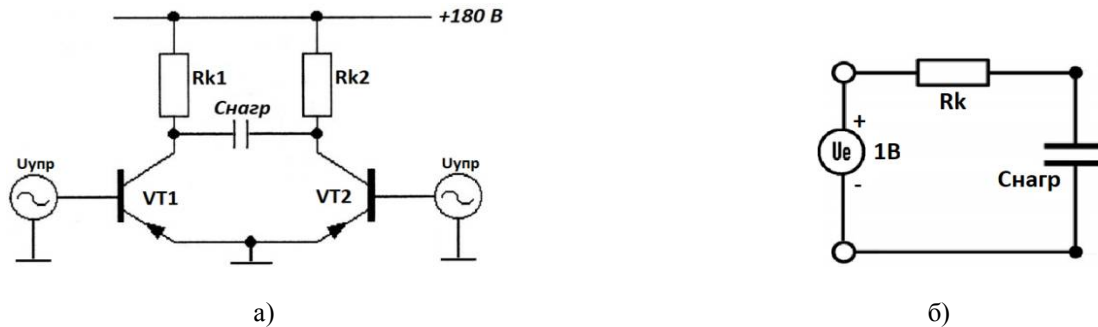


Рис. 1. Высоковольтный выходной дифференциальный каскад с резистивной нагрузкой (а) и эквивалентная цепь перезарядки пьезокорреторов (б)

Оценка величины сопротивлений нагрузки R_k , обеспечивающих требуемую длительность переходного процесса при питании пьезокорреторов переменным напряжением прямоугольной формы с амплитудой 1В, сделана с использованием эквивалентной схемы – рисунок 1 (б).

Оценка по известным соотношениям [2] дает величину R_k около 20 кОм. Последнее приводит к рассеянию тепловой мощности в каскаде с резистивной нагрузкой порядка нескольких ватт, что совершенно недопустимо.

Помимо этого, схема дифференциального каскада с резистивной нагрузкой не позволяет использовать пьезокорреторы с заземленной обоймой крепления.

С целью получения одновременно высоких динамических характеристик и приемлемой потребляемой мощности, выходная ступень формирователя разработана в виде двухтактного усилителя напряжения, нагруженного на каскад токового зеркала [3]. Полная электрическая схема формирователя приведена на рисунке 2.

Входной операционный усилитель DA1 определяет коэффициент передачи формирователя с разомкнутой обратной связью. Двухтактный высоковольтный усилитель построен на транзисторах VT7 и VT8, и нагружен на транзисторы выходных токовых зеркал – VT4 и VT3, VT1 и VT2 – для положительной и отрицательной полярности, соответственно. Выходной каскад питается от двухполярного источника ± 175 В.

На транзисторах VT6 и VT5 выполнен каскад согласования ОУ и высоковольтного каскада. С целью снижения потребляемой мощности операционный усилитель и согласующий каскад питаются от двухполярного источника ± 5 В.

Схемотехническое решение, примененное для построения выходного каскада, позволяет провести независимую покаскадную оптимизацию схемы. Моделирование работы и оптимизация параметров формирователя осуществляется в программе схемотехнического моделирования LTspice IV/SwitcherCAD [4].

На рисунке 3 приведена зависимость потребляемой выходным каскадом электрической мощности от величины выходного напряжения для четырех значений сопротивлений R6 и R8.

Начиная с величины 10 кОм сопротивлений R6 и R8, снижение потребляемой выходным каскадом мощности во всем диапазоне выходных напряжений незначительно. Вместе с тем, при увеличении сопротивлений свыше 20 кОм наблюдается заметное ухудшение формы переходного процесса. Принимаем для резисторов R6 и R8 в качестве оптимальной - величину 10 кОм.

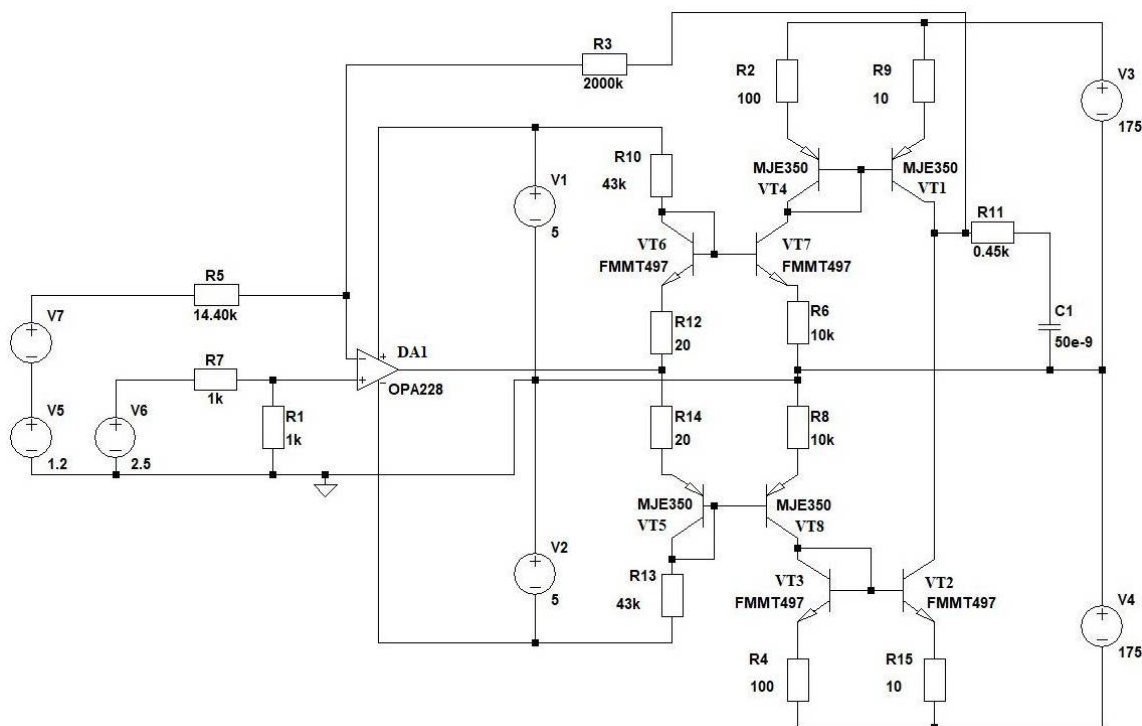


Рис. 2. Схема формирователя напряжения пьезокорректоров

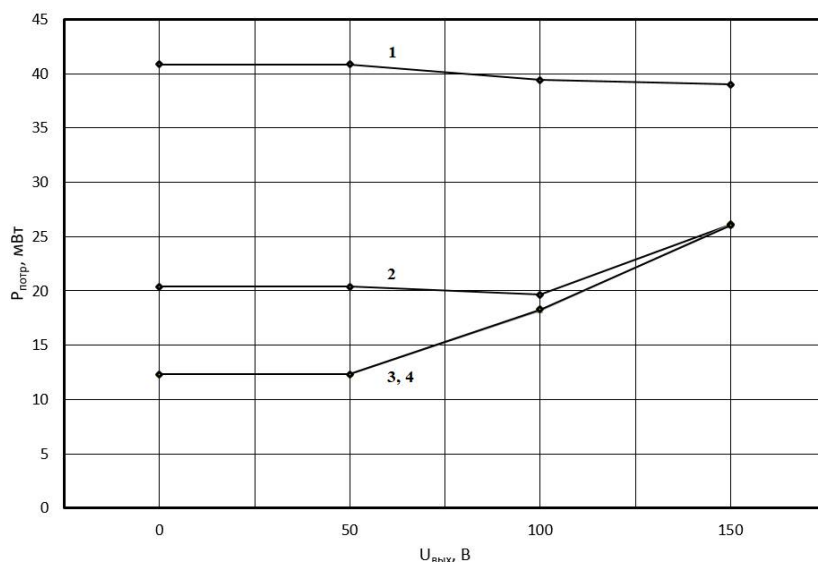


Рис. 3. Зависимость потребляемой выходным каскадом мощности $P_{\text{потр}}$ от выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ для различных значений сопротивлений резисторов R6 и R8.

Кривые 1-4 получены для величин сопротивлений 2 кОм, 5 кОм, 10 кОм и 30 кОм, соответственно.

Зависимость потребляемой мощности от величины сопротивлений R10 и R13 в каскаде согласования ОУ с высоковольтной частью системы приведены на рисунке 4. При увели-

чении сопротивлений R10 и R13 свыше 50 кОм, наблюдается появление выбросов на фронтах переходной характеристики формирователя. Оптимальной величиной для R10 и R13 является 43 кОм.

Основное усиление тока для перезарядки емкости пьезокорректора осуществляется в каскадах токовых зеркал. Увеличение коэффициента передачи выходного токового зеркала путем снижения величин R9 и R15 (резисторов в эмиттерных цепях выходных транзисторов) слабо влияет на время переходного процесса и потребляемую выходным каскадами мощность.

Однако целесообразно выбрать малые величины эмиттерных сопротивлений, поскольку это снижает падение напряжения в выходном каскаде в режиме насыщения. Последнее важно для увеличения максимальной амплитуды выходного напряжения формирователя. По результатам моделирования выбраны величины R2 и R4 по 100 Ом, R9 и R15 по 10 Ом, соответственно.

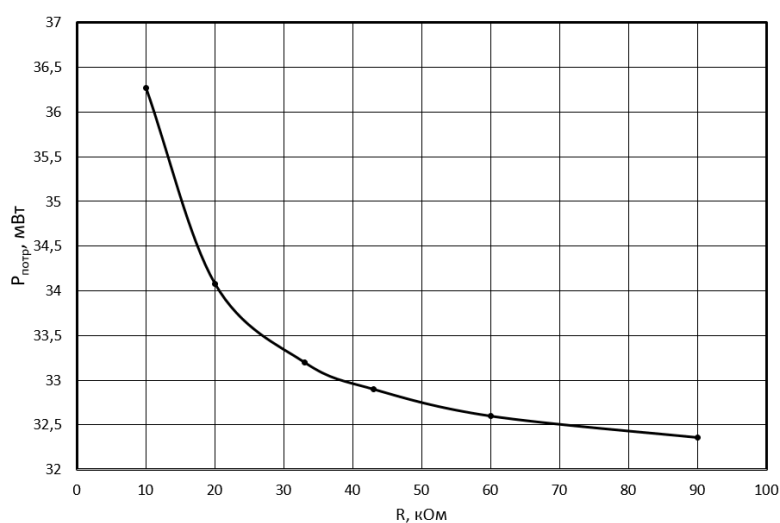


Рис. 4. Зависимость потребляемой входным каскадом мощности от величины R10, R13

На рисунке 5 приведены результаты моделирования работы нагруженного на емкость 50 нанофард формирователя. Постоянное напряжение на нагрузке составляет 7,7 В.

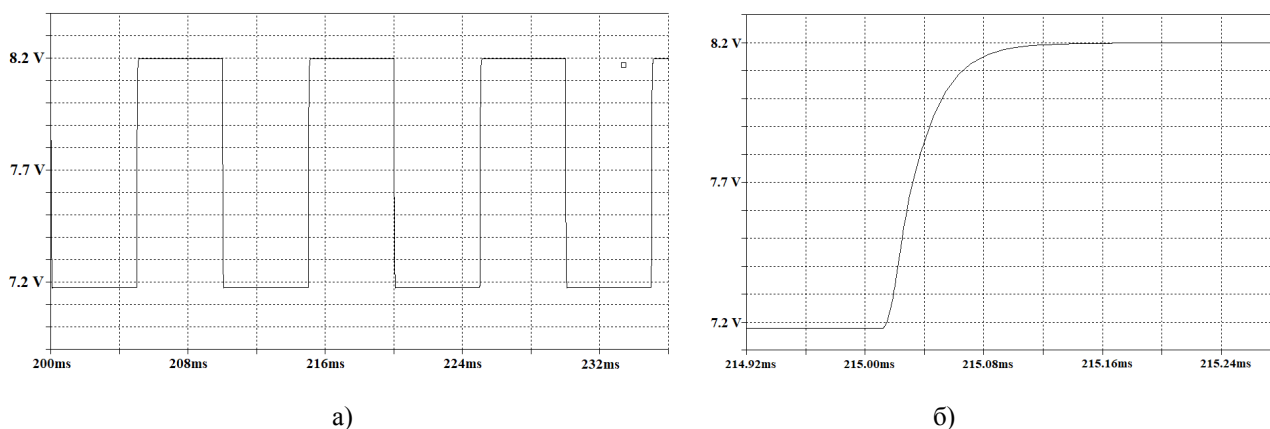


Рис. 5. Осциллограмма выходного напряжения на нагрузке (а);
растянутый во времени передний фронт перепада напряжения в 1 В на нагрузке (б)

В работе осуществлено макетирование формирователя. Измеренные параметры устройства с хорошей точностью совпадают с результатами моделирования схемы. Разработан-

ный преобразователь полностью соответствует заданным параметрам. Его динамические и мощностные характеристики могут варьироваться в широких пределах путем соответствующей перестройки режимов работы выходного каскада.

Разработанный формирователь имеет следующие характеристики:

- размах выходного напряжения ± 173 В;
- устойчивая работа при использовании емкостной нагрузки свыше 80 нФ;
- длительность фронта переходного процесса – менее 0,5 мс;
- потребляемая мощность не превышает 60 мВт;
- гладкая, без выбросов, переходная характеристика;
- управление от однополярного источника напряжением $0 \div 2,5$ В.

Библиографический список

1. A.V. Molchanov, V.A. Belokurov, M.V. Chirkin, V.I. Koshelev, V.Yu. Mishin, D.A. Morozov PRECISION LASER GYRO WITH A DIGITAL CHANNEL FOR QUADRATURE SIGNAL PROCESSING //Proceedings of 22nd Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems. St.Petersburg, Russia, 25-27 May 2015. P. 307-314.
2. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1990. – 512 с.: ил.
3. Хоровиц П. Хилл У. Искусство схемотехники. – Т. 1 - Издание 4-е, переработанное: - М. Мир, 1993, -368с.
4. LTspice IV/SwitcherCAD. Режим доступа: www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator

УДК 621.375.024; ГРНТИ 47.41.33

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ФОТОДИОДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ПЕРВИЧНЫХ СИГНАЛОВ ЛАЗЕРНОГО ГИРОСКОПА

С.Н. Доронин, Д.А. Морозов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, morozovdmityr@bk.ru*

Аннотация. Определены критерии получения заданного отношения «сигнал/шум» и полосы пропускания для фотодиодного усилителя первичных сигналов лазерного гироскопа. Измерены параметры разработанного усилителя.

Ключевые слова: фотодиод, спектральная плотность шума, отношение «сигнал/шум», полоса усиления.

BROADBAND PHOTODIODE AMPLIFIER OF PRIMARY SIGNALS OF A LASER GYROSCOPE

S.N. Doronin, D.A. Morozov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, morozovdmityr@bk.ru*

The summary. The criteria for obtaining a given signal-to-noise ratio and passband for a photodiode amplifier of the primary signals of a laser gyro are determined. The parameters of the developed amplifier are measured.

Keywords: photodiode, spectral noise density, signal-to-noise ratio, gain band.

Источником информации о вращении лазерного гироскопа, используемого в системах инерциальной навигации в качестве датчика угловых скоростей, являются сдвиги интерференционной картины, образованной лазерными пучками, выведенными из резонатора кольцевого лазера [1]. Регистрация первичных оптических сигналов осуществляется помощи фотодиода (ФД) с секционированной приемной площадкой.

Отказ от метода клиппирования при выделении информации о вращении гироскопа потребовал разработки усилителя фотосигнала с отношением “сигнал/шум” в полосе до 2

МГц – не меньше 60 дБ [3]. Дополнительными требованиями являются - минимальный размер и использование отечественной компонентной базы.

Для регистрации первичных оптических сигналов в кольцевых лазерных гироскопах российского производства используются фотодиоды ФД-20-33К. Фотодиод имеет четыре фоточувствительные площадки, разнесенные друг от друга на расстояние, равное 1/4 части пространственного периода интерференционной картины [2].

Выбор резистора нагрузки в цепи фотодиода определяется, с одной стороны, – желанием получить максимальный сигнал, а с другой – ограничением полосы пропускания за счет шунтирования большого нагрузочного сопротивления барьерной ёмкостью C_D фотодиода. На рисунке 1 приведена измеренная зависимость ёмкости фотодиода C_D от модуля напряжения его обратного смещения.

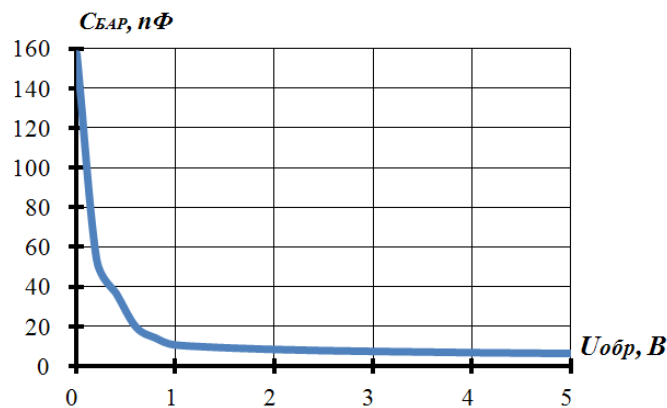


Рис. 1. Зависимость ёмкости фотодиода $C_{БАР}$ от напряжения смещения $U_{обр}$

Преобразование фототока в напряжение можно осуществлять как в трансимпедансном каскаде - рисунок 2а, так и по схеме с нагрузочным резистором (рис. 2б). Стандартный подход при построении фотоусилителя – использование трансимпедансного усилителя с максимальным усилением за счёт увеличения R_H . Однако при этом собственная ёмкость фотодиода поднимает шумовое усиление на высоких частотах [5]. В усилителе напряжения - рисунок 2б – главным недостатком является переменный не нулевой потенциал в точке соединения фотодиода и нагрузочного сопротивления.

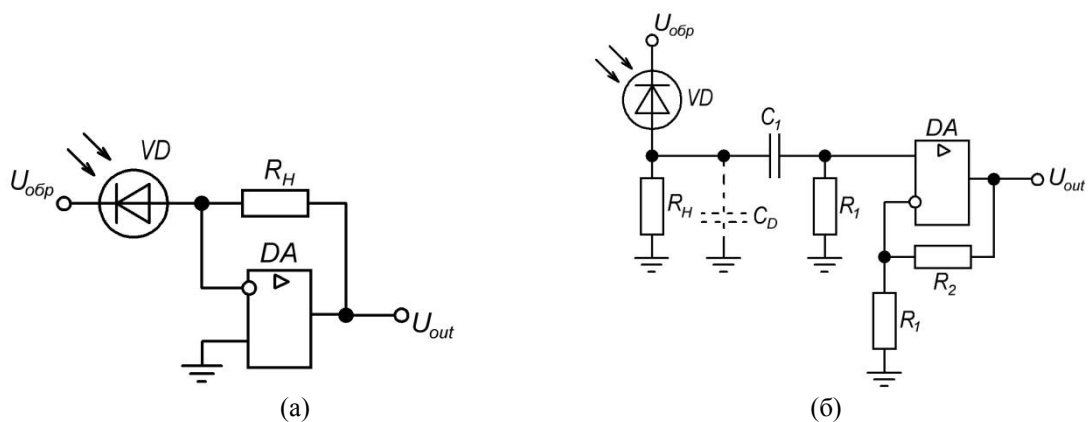


Рис. 2. Схемы преобразования фототока в напряжение: а - трансимпедансная, б - стандартный усилитель напряжения

На рисунке 3 приведена зависимость полосы пропускания фотодиода от нагрузочного сопротивления R_H для барьерной емкости 6,5 пФ, соответствующей величине обратного смещения фотодиода – 5В.

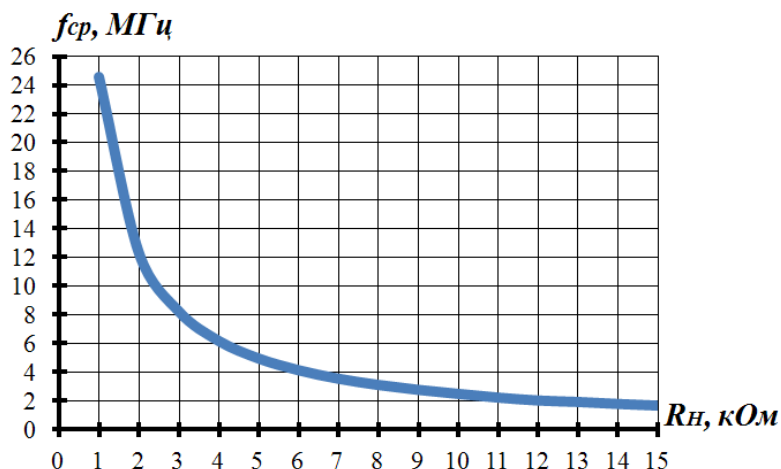


Рис. 3. Зависимость частоты среза f_{cp} от величины сопротивления нагрузки R_H

Сопротивление нагрузки R_H фотодиода не должно превышать 10 кОм для обеспечения с некоторым запасом требуемой полосы пропускания.

Для разработки фотоусилителя с заданными параметрами имеется единственный отечественный операционный усилитель, подходящий по полосе усиления и шумовым характеристикам, - ОУ К140УД26 [4]. Это прецизионный операционный усилитель со значением спектральной плотности шумовой ЭДС - $5.5 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, высоким коэффициентом усиления и частотой единичного усиления порядка 20 МГц. Его фазо-частотная и амплитудно-частотная характеристики с разомкнутой петлей обратной связи приведена на рисунке 4.

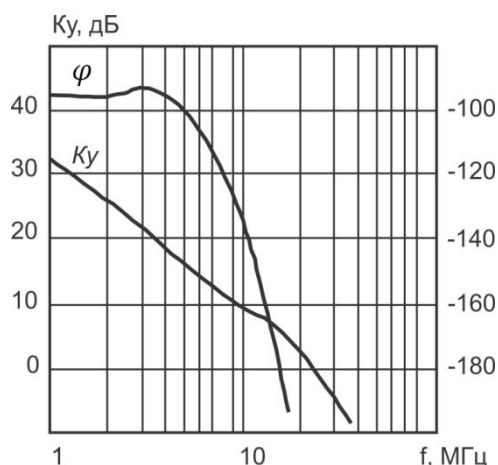


Рис. 4. Зависимость коэффициента усиления напряжения K_u от частоты входного сигнала и фазо-частотная характеристика φ усилителя К140УД26Б

Напряжение шума на входе усилительного каскада определяется двумя основными источниками:

- шумовая ЭДС e_R нагрузочного сопротивления R_H фотодиода;

- шумовая ЭДС e_{OY} операционного усилителя, приведенная к его входу.

Результирующая ЭДС шумов, приведенная ко входу усилителя, определяется как $e_n = \sqrt{e_R^2 + e_{OY}^2}$. Причем, в случае использования нескольких каскадов усиления на ОУ, имеет значение только шум входного каскада [6].

На рисунке 5 приведена зависимость спектральной плотности напряжения шума на зажимах сопротивления от его величины.

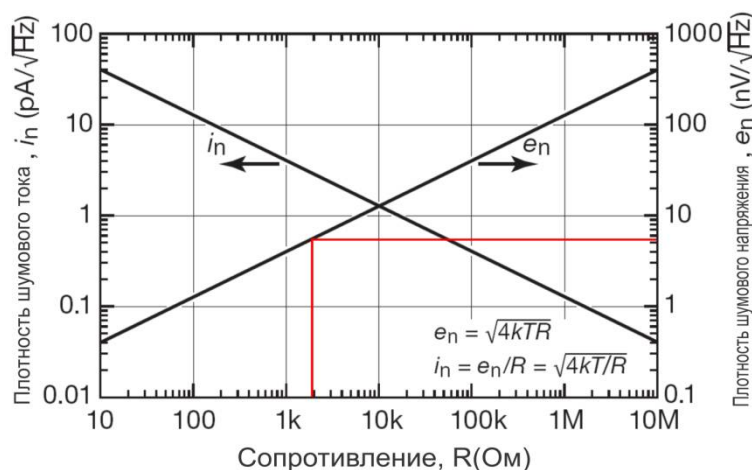


Рис. 5. Зависимость спектральной плотности напряжения шума от величины сопротивления

Оценка отношения “сигнал/шум” для гармонического сигнала частотой 400 Гц и амплитудой 1 В на выходе фотоусилителя сделана для двух случаев.

В первом - нагрузочное сопротивление фотодиода выбирается равным 10 кОм, исходя из максимальной величины R_n , еще обеспечивающей требуемую полосу пропускания. Во втором – величина нагрузочного сопротивления уменьшена до величины в 2 кОм, при которой спектральная плотность шума R_n и ОУ первого каскада становятся равными. Необходимая амплитуда выходного напряжения при меньшем значении R_n достигается при использовании трех каскадов усиления, в то время как при большем - достаточно двух.

В первом варианте приведенное ко входу схемы среднеквадратичное напряжение шумов составляет 22 мкВ, отношение “сигнал/шум” равно 93 дБ. Среднеквадратичное напряжение шумов e_R в полосе 2 МГц на зажимах резистора 10 кОм - около 21 мкВ, а шумовая ЭДС - e_{OY} - для ОУ в этой же полосе - 7,7 мкВ.

Для второго варианта приведенное ко входу схемы среднеквадратичное напряжение шумов составляет 11 мкВ, но отношение “сигнал/шум” снижается до 84 дБ. Таким образом, для улучшения отношения “сигнал/шум” на выходе фотоусилителя необходимо максимально увеличивать нагрузочное сопротивление в цепи фотодиода.

Результаты измерения АЧХ каскадов усилителя приведены на рисунке 6. Из них видно, что усилитель с коэффициентом усиления порядка 100 и полосой пропускания не менее 1 МГц, не может быть выполнен на ОУ К140УД26 по однокаскадной схеме.

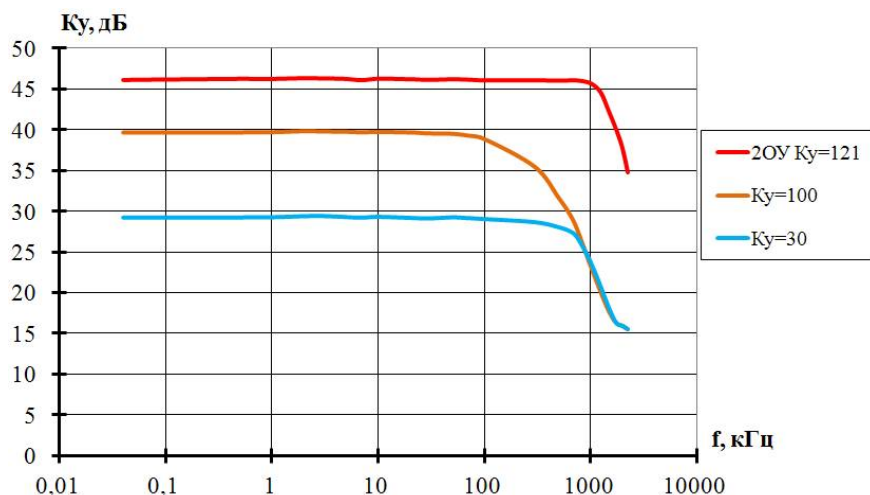


Рис. 6. АЧХ однокаскадных и двухкаскадного усилителей с различным коэффициентом усиления

На рисунке 7 приведена разработанная схема фотоусилителя первичных оптических сигналов лазерного гироскопа. Каждый каскад на ОУ обеспечивает усиление K_y порядка 10 при полосе пропускания 2 МГц. При выборе величины R_H , обеспечивающей максимальное напряжение фотосигнала в заданной полосе и максимальное отношение "сигнал/шум", достаточно двух каскадов усиления для получения необходимой амплитуды выходного напряжения. Измеренное переменное напряжение на аноде фотодиода не превышает 15 мВ, и не модулирует заметно его рабочую точку. Последнее позволило отказаться от входного трансимпедансного каскада.

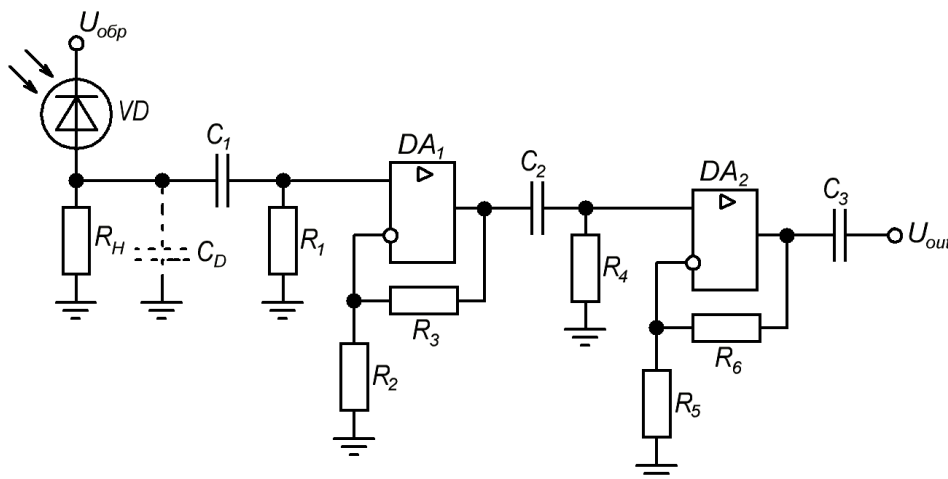


Рис. 7. Электрическая схема фотодиодного усилителя

На рисунке 8 приведены спектры восстановленных первичных сигналов при использовании серийного фотоусилителя лазерного гироскопа и разработанного усилителя – спектрограммы 1 и 2, соответственно. Оценки отношения "сигнал/шум" из спектрограмм дают величину 49 дБ для штатного и 75 дБ – для разработанного усилителя.

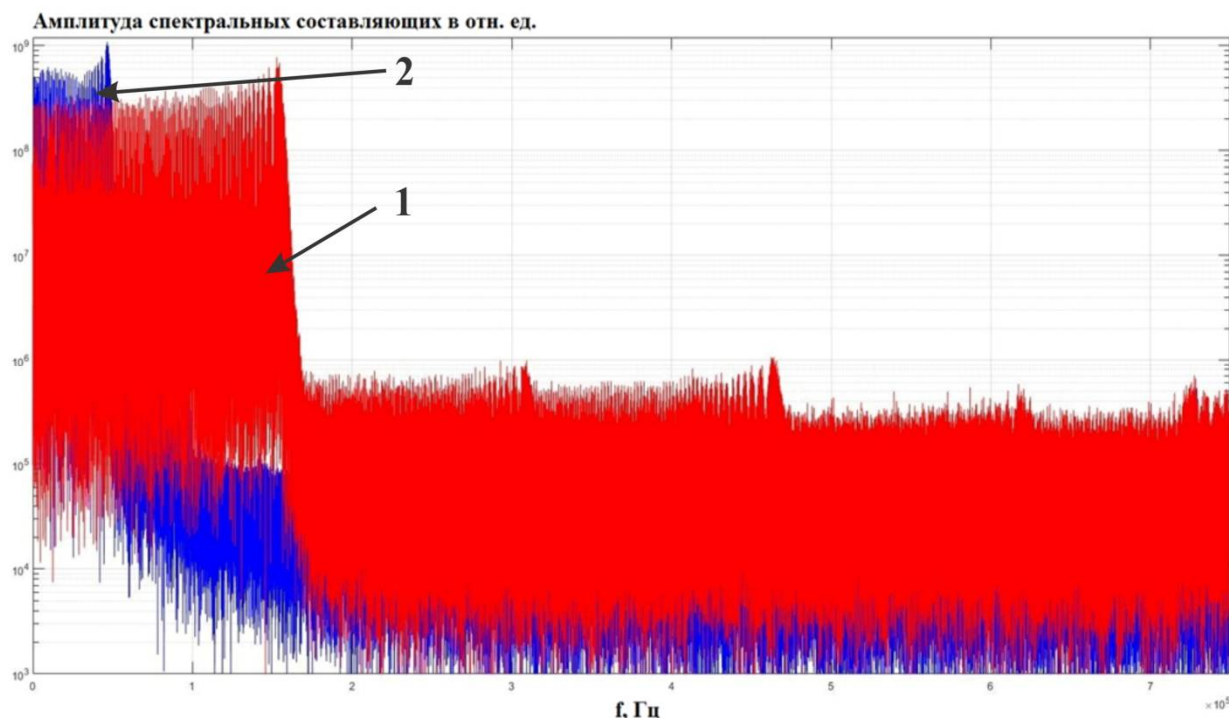


Рис. 8. Спектрограммы сигналов: 1 – штатный фотоусилитель, 2 – разработанный фотоусилитель

Выводы

Как видно из представленных на рисунке 8 спектрограмм, разработанная схема усилителя по сравнению со штатной обеспечивает существенно лучшее отношение сигнал/шум практически во всем диапазоне частот за исключением небольшого низкочастотного участка на котором эти характеристики идентичны.

Библиографический список

1. Ф. Арановиц. Лазерные гироскопы. В кн.: Применения лазеров, пер. с англ. под ред. В.П. Тычинского. (М., Мир, 1974, с. 182).
2. Мишин В. Ю. Методы обработки информации в лазерном гироскопе с прецизионной регистрацией перемещений интерференционной картины: автореф. дис. ... канд. тех. наук: 01.04.01 / Рязанский государственный радиотехнический университет. - 19 с.
3. A.V. Molchanov, V.A. Belokurov, M.V. Chirkin, V.I. Koshelev, V.Yu. Mishin, D.A. Morozov PRECISION LASER GYRO WITH A DIGITAL CHANNEL FOR QUADRATURE SIGNAL PROCESSING //Proceedings of 22nd Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems. St.Petersburg, Russia, 25-27 May 2015. P. 307-314.
4. Интегральные схемы: Операционные усилители. Том 1. / [А. В. Перебаскин и др.] – М.: Изд-во Физматлит. 1993. 240 с. – ISBN 5-02-015113-0.
5. Доронин С.Н. Широкополосный фотодиодный усилитель первичных сигналов лазерного гироскопа / С.Н. Доронин // Материалы V научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань : РГРТУ, 2019 – С. 63-64.
6. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3-х томах: Т.2. Пер. с англ. – 4-е изд. перераб. и доп. – М.: Мир, 1993. – 371 с., ил.

УДК 621.373.121.13; ГРНТИ 47.41.33

АВТОГЕНЕРАТОР ВИБРАЦИОННОЙ ЧАСТОТНОЙ ПОДСТАВКИ КОЛЬЦЕВОГО ЛАЗЕРНОГО ГИРОСКОПА С РЕГУЛИРУЕМЫМ УРОВНЕМ “МЯГКОГО” ОГРАНИЧЕНИЯ

В.Н. Доронин, Д.А. Морозов

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, morozovdmityr@bk.ru

Аннотация. Определено оптимальное нагрузочное сопротивление емкостного датчика напряжения обратной связи электромеханической колебательной системы виброподвеса. Разработан автогенератор вибрационной частотной подставки лазерного гироскопа с регулируемым уровнем выходного напряжения.

Ключевые слова: кольцевой лазерный гироскоп (КЛГ), вибрационная частотная подставка, автогенератор, усилитель-ограничитель.

SELF-GENERATOR OF THE STAND VIBRATION FREQUENCY OF THE RING LASER GYROSCOPE WITH AN ADJUSTABLE LEVEL OF "SOFT" LIMITATION

V.N. Doronin, D.A. Morozov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, morozovdmityr@bk.ru

The summary. The optimal load resistance of the capacitive feedback voltage sensor of the electromechanical oscillatory vibro-suspension system is determined. A self-oscillator of a vibrational frequency stand of a laser gyroscope with an adjustable output voltage level is developed.

Keywords: ring laser gyroscope (RLG), vibration frequency stand, self-oscillator, limiter amplifier.

Система частотной подставки служит для устранения зоны «захвата» - зоны нечувствительности лазерного гироскопа (ЛГ) [1]. Одним из способов борьбы с этим явлением является искусственный разнос частот встречно бегущих волн. Резонатор кольцевого лазера лазерного гироскопа должен совершать вращательные колебания с определенной угловой амплитудой. Кроме того, для исключения явления динамического захвата амплитуду колебательного движения следует изменять с течением времени по случайному закону.

Возбуждение колебаний в системе вибрационной частотной подставки кольцевого лазерного гироскопа (КЛГ) и получение сигнала обратной связи (ОС) осуществляется за счет прямого и обратного пьезоэффекта в керамических пластинах, наклеенных на упругих элементах виброподвеса [2].

На рисунке 1 представлен внешний вид пьезодвигателя виброподвеса кольцевого лазерного гироскопа и электрическая схема соединения пьезоэлементов

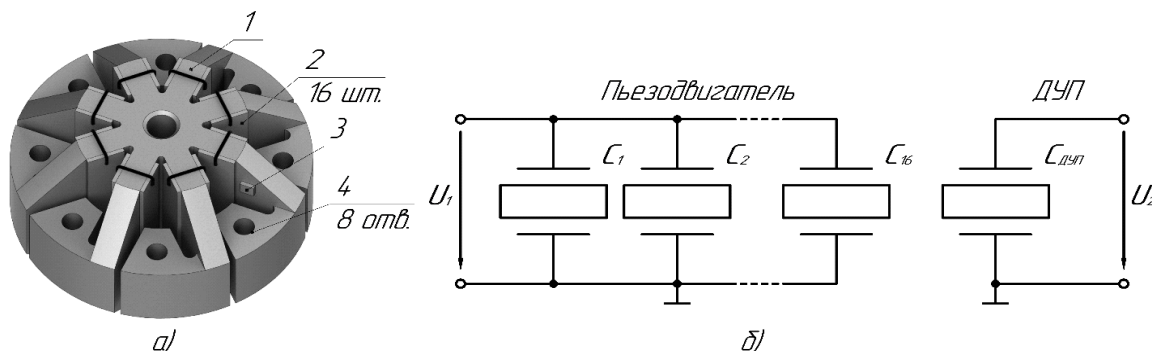


Рис. 1. Виброподвес кольцевого лазерного гироскопа:

- а) Внешний вид пьезодвигателя: 1 – резонатор с радиально расположенными упругими элементами, 2 – пьезоэлектрические элементы, 3 – датчик углового положения (ДУП), 4 – крепёжные отверстия;
б) электрическая схема соединения пьезоэлектрических элементов.

Виброподвес КЛГ выполнен в виде системы с восемью радиально расположенными упругими элементами - лопастями, концы которых имеют фланцы для крепления к приливам корпуса ЛГ и компенсационному кольцу кольцевого лазера, соответственно. Центральные части лопастей объединены между собой.

Угловые колебания возбуждаются пьезодвигателем, состоящим из 16 пьезоэлектрических пластин, которые приклеиваются с двух сторон на каждую лопасть виброподвеса. В качестве сигнала обратной связи используется датчик углового положения (ДУП) (рис. 1а).

Получение сигнала обратной связи с части одной из приводных пластин, либо дополнительного пьезокристалла (ДУП) на одной из лопастей, позволяет отказаться от традиционно используемого магнитоэлектрического датчика (датчика угловой скорости – ДУС) при построении автоколебательной системы виброчастотной подставки.

На рисунке 2 приведены результаты измерений амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик коэффициента передачи по напряжению колебательной системы виброподвеса для различных величин нагрузочных сопротивлений в цепи ДУП.

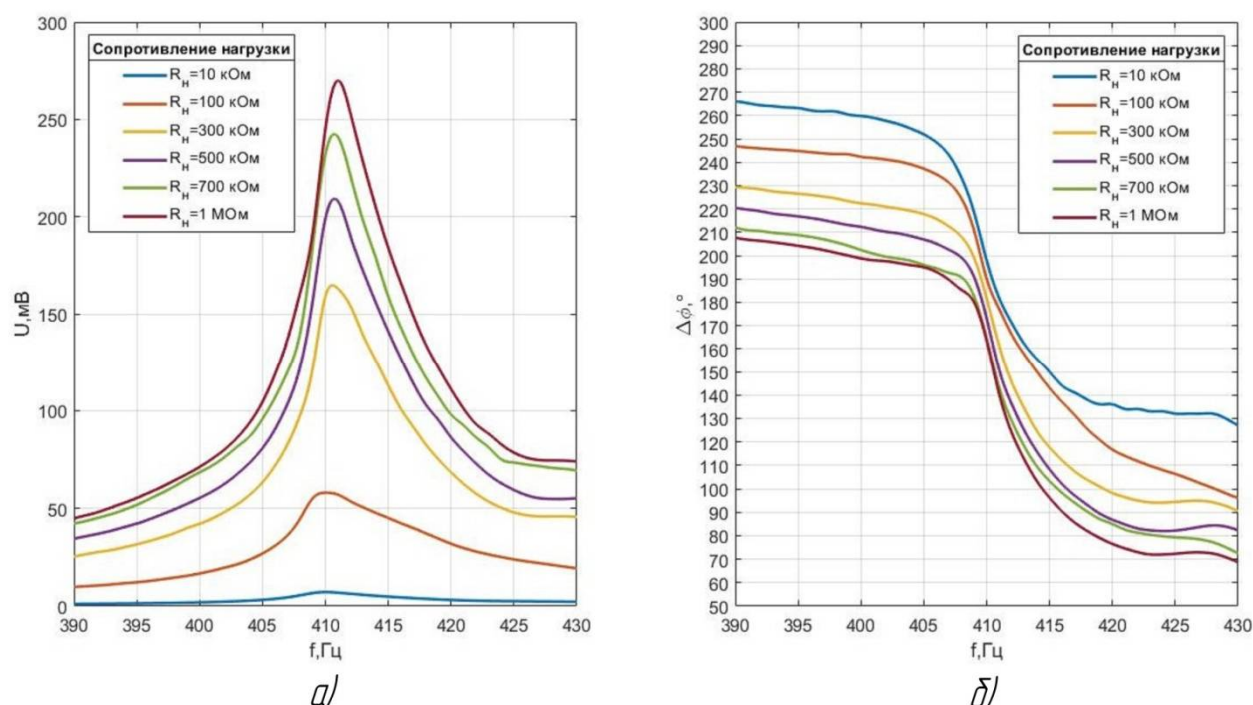


Рис. 2. Амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики коэффициента передачи по напряжению системы "пьезопровод-ДУП"

Как видно из рисунка 2, от величины нагрузочного сопротивления зависит не только амплитуда напряжения обратной связи (рис. 2 а), но и фазовый сдвиг между входным и выходным напряжением колебательной системы на резонансной частоте (рис. 2 б).

Структурная схема разрабатываемого автогенератора представлена на рисунке 3. Возбуждение незатухающих колебаний требует одновременного выполнения амплитудных и фазовых условий в петле автогенератора [3]. Выполнение фазового условия самовозбуждения реализуется с помощью фазовращателя. Амплитуда автоколебаний определяется усилителем-ограничителем, используемым для усиления сигнала ОС и «мягкого» ограничения максимальной амплитуды. Уровень ограничения определяется величиной напряжения питания выходного каскада усилителя.



Рис. 3. Структурная схема автогенератора

Измерения передаточной характеристики колебательной системы показывают, что имеется нагрузочное сопротивление для пьезодатчика обратной связи (ДУП), при котором максимум амплитудного коэффициента передачи на частоте механического резонанса системы, соответствует разность фаз между входным и выходным напряжениями колебательной системы в 180° (рис. 4).

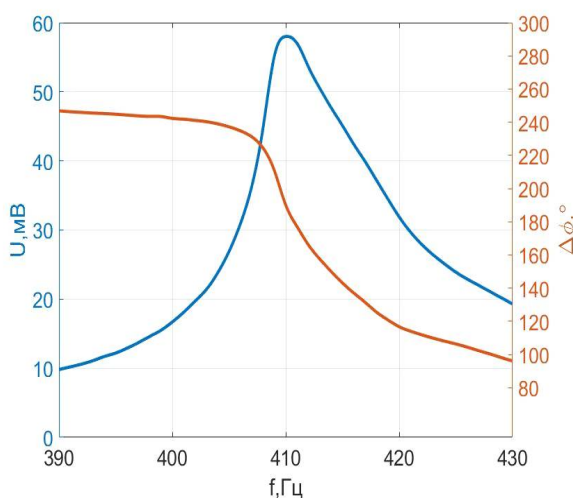


Рис. 4. АЧХ и ФЧХ передаточной характеристики колебательной системы при оптимальном нагрузочном сопротивлении для ДУП

Это позволяет отказаться от каскада фазовращателя при использовании инвертирующего усилителя в схеме автогенератора.

Величина оптимального сопротивления зависит от емкости пьезокристалла, с которого снимается сигнал ОС. Эквивалентной схемой замещения датчика напряжения обратной связи является емкость, нагруженная на входное сопротивление усилителя. В нашем случае емкость ДУП составляет 540 пФ, а оптимальное сопротивление – 100 кОм. Наблюдаемый эффект объясняется "доворачиванием" суммарной фазы до 180° за счет дополнительного сдвига фазы в RC-цепочке, зависящего от нагрузки ДУП.

Схема автогенератора представлена на рисунке 5. Автогенератор построен по схеме двухкаскадного инвертирующего усилителя. Первый каскад на усилителе DA1 обеспечивает основное усиление при малых сигналах на начальном этапе возникновения автоколебаний.

Сопротивление $R1$ здесь является нагрузочным для ДУП. Его величина подобрана для получения набега фазы 180° в электромеханической цепи колебательной системы. Максимальное выходное напряжение этого каскада ограничено на уровне порядка 1В цепью симметричной нелинейной обратной связи, выполненной на включенных встречно-параллельно диодах VD1, VD2.

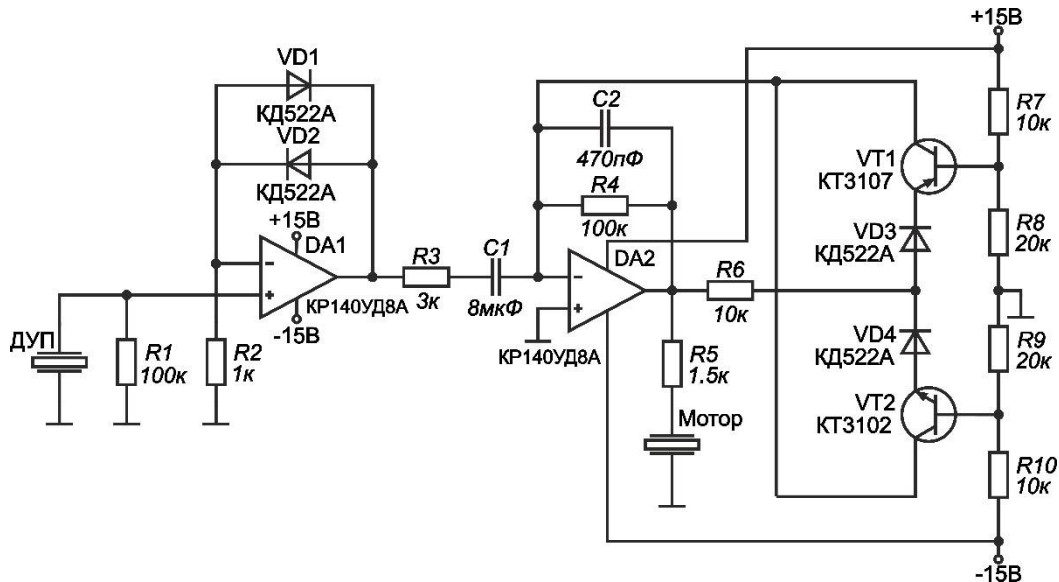


Рис. 5. Электрическая схема автогенератора

Коэффициент усиления каскада на ОУ DA2 равен $K1 = -R_4/R_3$. При открывании транзисторов VT1 или VT2 параллельно сопротивлению R_4 обратной связи включается на порядок меньшее сопротивление R_6 . При этом коэффициент усиления каскада уменьшается до $K2 = -(R_4 || R_6)/R_3$, приводя к наблюдаемому «насыщению» усиления каскада. Делитель напряжения на резисторах R7- R10 задает порог отпираания транзисторов VT1 и VT2, а следовательно – амплитуду выходного напряжения, при котором начинается ограничение. Каскад на ОУ DA1 работает как эффективный компрессор, обеспечивая мало изменяющуюся амплитуду напряжения на своем выходе. Последнее значительно облегчает работу схемы "мягкого" ограничения.

Такое схемотехническое решение не допускает вхождения транзисторов выходного каскада операционного усилителя в режим реального насыщения, подводя их как можно ближе к нему. За счет этого усилитель DA2 остается в активном режиме при изменении напряжения питания в 3 раза. Это обеспечивает симметричный уровень "мягкого" ограничения для обоих полупериодов выходного напряжения во всем диапазоне регулировки.

Сопротивление R_5 совместно с емкостью пластин пьезомотора (порядка 98 нФ) образуют фильтр нижних частот, предотвращающий самовозбуждение автогенератора на высших гармониках колебательной системы. Этой же цели служит включение параллельно R_5 конденсатора C_2 .

Моделирование и оптимизация элементов автогенератора осуществлено в программе схемотехнического моделирования LTspice [4]. В работе осуществлено макетирование разработанной схемы. На рисунке 6 приведены результаты сопоставления моделирования и макетирования для питающего напряжения $\pm 15В$.

Разработанный автогенератор вибрационной частотной подставки предполагается использовать в составе цифрового лазерного гироскопа [5].

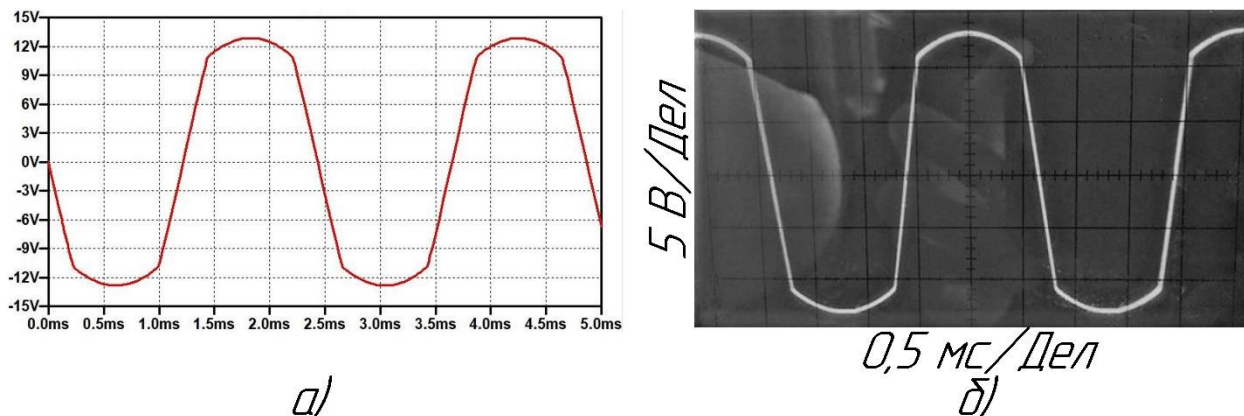


Рис. 6. Временные диаграммы выходного напряжения автогенератора:
а) результат моделирования; б) результат макетирования

Библиографический список

1. Галкин В.И. Перспективные гироскопы летательных аппаратов и их производство. Курс лекций. – М.: МАТИ, 2005. – 151 с.: ил.
2. Доронин, В.Н. Автогенератор виброчастотной подставки кольцевого лазерного гироскопа с регулируемым уровнем «мягкого» ограничения / В.Н. Доронин // Материалы V научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань: РГРТУ, 2019. – С. 59.
3. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том II: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 942 с.: ил.
4. Володин В. LTSpice: компьютерное моделирование электронных схем. - СПб.: БХВ-Петербург, 2010. - 400 с.: ил.
5. A.V. Molchanov, V.A. Belokurov, M.V. Chirkin, V.I. Koshelev, V.Yu. Mishin, D.A. Morozov PRECISION LASER GYRO WITH A DIGITAL CHANNEL FOR QUADRATURE SIGNAL PROCESSING //Proceedings of 22nd Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems. St.Petersburg, Russia, 25-27 May 2015. P. 307-314.

УДК 621.385 ; ГРНТИ

РАЗРАБОТКА РЕЗОНАНСНОЙ СИСТЕМЫ КЛИСТОРНА 2-СМ ДИАПАЗОНА

О.А. Горлин, В.С. Герасёв

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, gorlinoo@yandex.ru

Аннотация. Рассмотрена возможность создания в сантиметровом диапазоне длин волн многолучевого автогенератора клистронного типа с двухзачерным резонатором, возбуждаемым на 0-виде колебаний. Проведён расчёт и 2-D моделирование резонансной системы на частоте 15 ГГц. Двумерный нелинейный анализ процессов взаимодействия показал возможность получения в автогенераторах на двухзачерном резонаторе КПД около 37%.

Ключевые слова: автогенератор, Ку-диапазон, двухзачерный резонатор.

DEVELOPMENT OF A 2-CM KLYSTRON RESONANCE SYSTEM

O.A. Gorlin, V.S. Gerasyov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, gorlinoo@yandex.ru

The abstract. The possibility of creating a multi-beam klystron-type self oscillator with a two band resonator excited by 0-type oscillation in the centimeter wavelength range is considered. The calculation and 2-D modeling of the resonant system at a frequency of 15 GHz was performed. Two-dimensional nonlinear analysis of interaction processes has shown the possibility of obtaining an efficiency of about 37% in self oscillator with a two-gas resonator.

Keywords: self oscillator, Ku-range, dual gap resonator.

В настоящее время большой интерес проявлен к многолучевым клистроном (МЛК), которые нашли своё применение в различных сферах: радиолокации, телевидении, а также в бытовых устройствах [1]. В большинстве случаев, источниками сантиметрового диапазона длин волн являются полупроводниковые и р-и-п диоды, лампы бегущей и обратной волн. Однако, данные приборы и устройства не удовлетворяют выходной мощностью, которая составляет порядка нескольких мВт. Широкого применения достигли одно- и многолучевые генераторы клистронного типа. Значительного развития в области многолучевых автогенераторов достигли в конце 20-ого века США, Канада и Германия. Развитие устройств СВЧ диапазона в России начинается с середины 20-ого века, на таких предприятиях, как НПП «Исток» НПП «Торий» [2,3]. В представленных приборах дециметрового и сантиметрового диапазона представлены необходимые характеристики. Клистроны обладают низкой полосой усиления (0,6-3,5% для дециметровых и 1-6% для сантиметровых), высокими показателями мощности (1,5-10 кВт – дециметровые и 40 кВт – импульсный режим сантиметрового диапазона) и число резонаторов в данных конструкциях не превышает двух [2]. Многолучевые автогенераторы клистронного типа позволили повысить КПД уже изученных однолучевых конструкций, что позволяет выходить на первые места по их производству.

Целью данной работы является исследование процессов взаимодействия электронов внутри резонатора с СВЧ полями в многолучевом автогенераторе клистронного типа с двухззорным резонатором, возбуждаемым на 0-виде колебаний и получение оптимальных размеров и электрических параметров для повышения КПД и мощности автогенератора в 2-х сантиметровом диапазоне.

Исходные параметры

Исходным вариантом данной конструкции является 15-лучевой двухззорный автогенератор на 0-виде колебаний (рис. 1), разработанный на предприятии НПП «Исток» г.Фрязино.

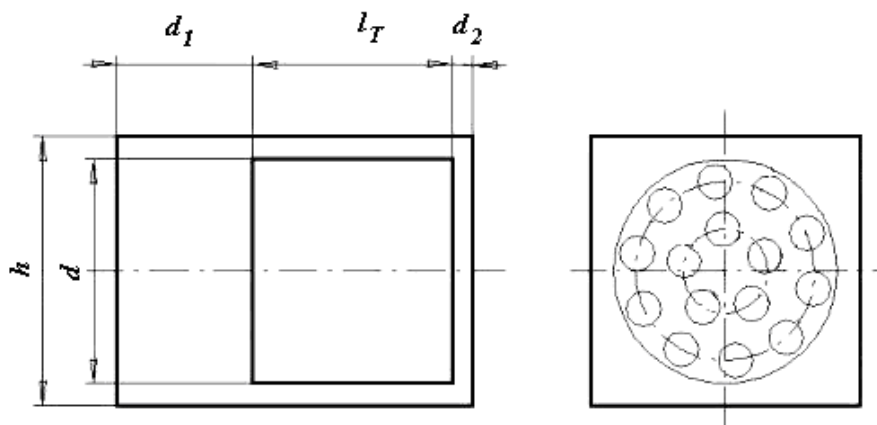


Рис.1. Схематическое изображение многолучевого автогенератора

В начале произведём анализ двухззорного резонатора, работающего на 0-виде колебаний на частоте 15 ГГц ($\lambda = 2$ см). Для получения наибольшей эффективности взаимодействия электронов с СВЧ полем на заданной частоте, необходимо найти оптимальный радиус пролётной трубы a из следующего условия [4]:

$$\gamma a = (\beta_e^2 - k^2)^{\frac{1}{2}} \leq 1,3, \quad (1)$$

где $\gamma = (\beta_e^2 - k^2)^{\frac{1}{2}}$ - радиальное волновое число;

$\beta_e = \frac{\omega}{V_0}$ - электронная постоянная распространения;

$k = \frac{\omega}{c}$ - волновое число;

$\omega = 2\pi f$ - угловая частота;

$V_0 = 5,93 \cdot 10^5 \sqrt{U_0}$ - скорость электронов.

Из выражения (1) найдём ускоряющее напряжение:

$$U_0 = \frac{10^7}{39,5 + (\gamma a)^2 \left(\frac{\lambda}{a} \right)^2}, \quad (2)$$

Приняв радиус пролётной трубы $a=0,48$ мм, ускоряющее напряжение $U_0 \geq 9$ кВ. Далее по программе ELPAR, разработанной в СГТУ (г. Саратов) провели уточнение ускоряющего напряжения (рис. 2).

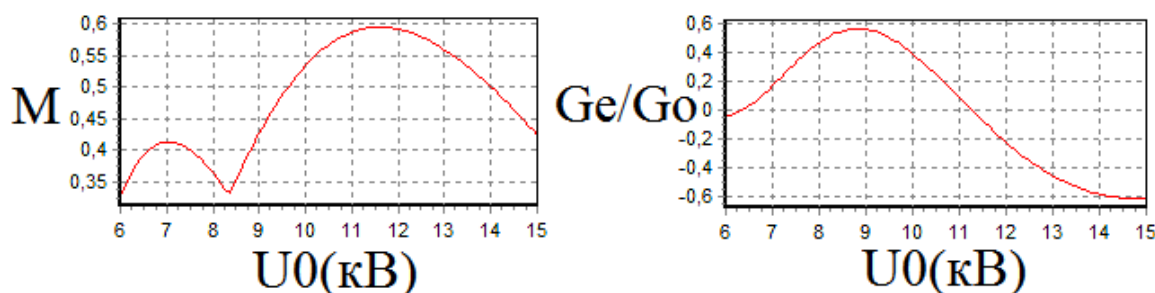


Рис. 2. Зависимость коэффициента взаимодействия и активной проводимости от ускоряющего напряжения

Как видно из рисунка, в рассматриваемом диапазоне от 6 до 15 кВ наибольшую вероятность самовозбуждения автогенератора на двухззорном резонаторе следует ожидать при ускоряющем напряжении порядка 13 кВ, так как при этом достигается максимальное значение отрицательной электронной проводимости ($Ge/Go=-0,45$). Учитывая, что сгусток электронов в автогенераторе в процессе взаимодействия с полем резонатора сильно тормозится, можно ожидать, что оптимальное напряжение будет находиться в диапазоне 10-14 кВ.

При выборе катода для электронной пушки в сантиметровом диапазоне длин волн необходимо учитывать плотность тока около 100 А/см^2 . В статье [5] рассмотрены скандатные катоды, их термоэлектрические свойства и значения плотности тока, которые достигают 100 А/см^2 . Зная коэффициент заполнения $\frac{b}{a} = 0.8$ определим радиус пучка $b=0,384$ мм. Зададимся условием отсутствия компрессии и значением плотности тока скандатного катода $J_k = 50 \text{ А/см}^2$. Тем самым, величина тока одного луча $I_{01} = J_b (\pi b^2) = 0,232 \text{ А}$ и его микропервианс $p_{\mu 1} = I_{01} \cdot 10^6 / U_0^{3/2} = 0,166 \text{ мкА/В}^{3/2}$.

Электродинамические параметры резонатора и его конструкция

Для начального определения геометрических размеров были выбраны одинаковые зазоры, которые имеют угловой размер $(\pi/2)$, а расстояние между центрами зазоров L выбиралось из фазового условия для 0-вида колебаний:

$$L = \frac{\pi}{2} + 2\pi n = 2\pi\left(\frac{3}{4} + n\right), \quad (3)$$

где $n=0,1,2,\dots$ - номер зоны генерации.

При расчёте расстояния между двумя зазорами учитывалось, что автогенератор возбуждается 0-вида 1 зоны колебаний.

Дальнейшие оптимизационные расчёты проводились по программе EXPRAN, разработанной в РГРТУ. Программа основана на нелинейной численно-аналитической модели процесса взаимодействия в многозазорных резонаторах. По этой программе были проведены расчеты, направленные на получение максимального электронного КПД на 0-вида колебаний. Оптимизация проводилась методом покоординатного спуска. В качестве функции цели была выбрана максимальная величина КПД, которая составила 55 % без учета пространственного заряда.

По программе [6] уточнен полученный результат с учетом пространственного заряда, который составил 44%. В результате расчета двухзазорного многолучевого двухрядного расположения труб автогенератора было обнаружено, что отношение нормированных напряжений на зазорах при удалении от оси практически не изменяется, а величины амплитуд изменяются по формуле [7]:

$$U(r) = U_1 \cdot J_0(k \cdot r), \quad (4)$$

где $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число.

Учет изменения величины характеристического сопротивления и провисания поля в радиальном направлении позволил уточнить окончательную величину. При этом общий КПД в нагрузку оказался равным 37 % и общей импульсной мощностью $P = 43,43$ кВт.

Заключение

Исследована возможность создания в 2-х сантиметровом диапазоне длин волн 15-ти лучевого автогенератора с двухзазорным резонатором, возбуждаемым на 0-вида 1-зоне колебаний. Проведенное 2-D моделирование резонаторной системы и двумерный нелинейный анализ процессов взаимодействия показали возможность получения выходной мощности около 43 кВт в импульсном режиме при КПД 37% на частоте 15 ГГц.

Библиографический список

1. В.А. Царёв, А.Ю. Мирошниченко, И.О. Чигуров «Исследование многолучевого клистрона с двухмодовым промежуточным резонатором». Вестник. 2012.
2. Л. Борисов, Г. Щелкунов «Мощные и сверхмощные СВЧ-источники: от клистронов до нового класса приборов». Электроника НТБ. 2012. № 4. С. 58-64.
3. И.А. Фрейдович, А.К. Балабанов, П.И. Акимов и др. «Перспективы развития многолучевых клистронов» ФГУП НПП «Торий». <http://mwelectronics.ru/2014>
4. Ю.А. Кацман «Вопросы теории многорезонаторных клистронов» -М. : Связьиздат. – 1958. – 176 с.
5. В.С. Капустин «Скандатные катоды СВЧ-приборов: достижения и перспективы» Электроника: наука, технология, бизнес. – 2015. -№.2. – С. 124-136.
6. Федяев, В.К. Программа анализа двумерных динамических процессов в клистропах / В.К. Федяев, В.И. Юркин // Вакуумная и плазменная электроника: межвуз. сб. науч. тр. Рязань: РГРТА. – 1986. – С. 101 – 105.
7. Панов В.П. Применение ЭВМ для расчета приборов СВЧ (учебное пособие) Рязань: РРТИ 1981. 76.с.

УДК 669.058.67; ГРНТИ 55.22.19

ОТРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ НАПЫЛЕНИЯ СЛОЖНОГО РЕЗИСТИВНОГО СПЛАВА

А.Е. Чижиков, М.М. Жидков

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, zhidckov.mihail@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматривается отработка технологии напыления резистивного сплава сложного состава на промышленной установке термовакuumного напыления взрывного типа. Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований влияния поверхностного сопротивления керметной пленки от режима напыления. Исследовано влияние температуры и времени термообработки на поверхностное сопротивление готовых керметных пленок.

Ключевые слова: технология напыления сплавов, термовакuumное напыление, сопротивление керметных пленок

TESTING THE TECHNOLOGY OF COMPLEX DEPOSITION RESISTIVE ALLOY

A.E. Chizhikov, M.M. Zhidkov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin,
Ryazan, Russian Federation zhidckov.mihail@yandex.ru*

Annotation. In this paper, we consider the development of the technology of deposition of a resistive alloy of complex composition on industrial installations of thermal vacuum deposition of explosive type. The results of theoretical and experimental studies of the influence of the surface resistance of the cermet film on the deposition mode are presented. The influence of temperature and time of heat treatment on the surface resistance of finished cermet films is studied.

Keywords: alloy spraying technology, thermal vacuum spraying, cermet film resistance

Характерной особенностью промышленного производства резистивных компонентов является растущее применение тонкопленочных технологий. Этот процесс объясняется непрерывным ужесточением требований к электрическим характеристикам, предъявляемых к деталям современной электронной аппаратуры.

В электротехнике и радиотехнике для изготовления тонкопленочных резисторов наряду с другими резистивными пленками используются керметные, существенным преимуществом которых является возможность варьирования их удельным сопротивлением в широких пределах. Тонкие пленки на основе микрокомпозиции Cr-SiO₂ изготавливают методом термического испарения и конденсации в вакууме с последующей термообработкой для стабилизации свойств [1].

Схематически структура керметной пленки представляет собой микрокомпозицию из частиц веществ, проводящих электрический ток, и частиц диэлектрика. Ее электрические характеристики коренным образом зависят от соотношения концентраций указанных ингредиентов. При больших концентрациях проводящих веществ микрокомпозиция представляет собой матрицу из этих веществ, в которой диспергирована диэлектрическая фаза. В этом случае поведение пленки в электрической цепи в основном эквивалентно поведению системы непрерывных, переплетающихся между собой проводящих цепочек. Суммарная площадь их поперечного сечения определяется концентрацией проводника и микрокомпозиции [2].

Процессы, в результате которых происходит формирование керметной резистивной пленки, многообразны, взаимосвязаны и пока мало доступны для всестороннего анализа. Главные электрические характеристики пленки – ее поверхностное сопротивление и температурный коэффициент сопротивления – являются самыми чувствительными индикаторами малейшей невоспроизводимости ее структуры, которая непосредственно определяется таки-

ми условиями образования пленки, как скорость и способ осаждения, природа подложки, свойства окружающей среды, режим термической обработки пленки после ее осаждения и многими другими факторами [3].

Учитывая сложность состава керметных микрокомпозиций, не всегда удается получать пленки с требуемыми характеристиками даже при одинаковых условиях напыления. Наряду с другими факторами, на свойства готовых пленок влияет температура и время термообработки. Исследование этого влияния позволит управлять некоторыми свойствами керметных пленок, что может быть применено в производственном цикле.

Целью практической работы является отработка технологии напыления сложного резистивного сплава К-50С на поликоровую подложку толщиной 0,5 мм методом термовакuumного напыления. В таблице 1 представлен состав и процентное содержание хрома в некоторых керметных сплавах.

Таблица 1. Состав и процентное содержание хрома в некоторых керметных сплавах

Марка кермета	Состав, % масс.		Содержание Cr, % масс
	Сплав РС-4800	Стекло С44-1	
К-20С	78-82	18-22	37-39,3
К-30С	68-72	28-32	32,3-34,9
К-50С	48-52	48-52	22,8-25,2

В таблице 2 представлен перечень элементов, входящих в состав резистивного сплава РС-4800, в соответствии с ГОСТ 22025-76.

Таблица 2. Перечень элементов, входящих в состав резистивного сплава РС-4800

Сплав	С	Cr	Si	N	O	H
РС-4800	0,06	47-49	Остаток	0,02	0,3	0,003

Значительный интерес для практического применения представляют пленки, полученные совместным испарением хрома и монооксида кремния. Особенностью этой системы является то, что в процессе осаждения монооксид кремния распадается на SiO_2 и Si с соотношением 50/50 атомных процентов. На рисунке 1 представлена зависимость удельного сопротивления пленок Cr – SiO от процентного содержания SiO и тепловой обработки.

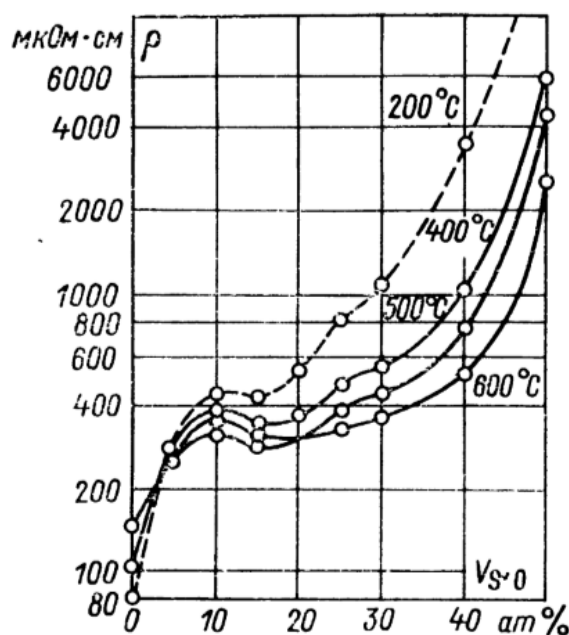


Рис. 1. Зависимость удельного сопротивления пленок Cr – SiO от состава SiO и температуры обработки в аргоне в течение 1 часа

При термической обработке кремний может образовывать с хромом растворы или химические соединения – силициды. Диэлектрическая фаза в этих пленках состоит из SiO_2 , а проводящая – из силицидов хрома или хрома, с растворенным в нем кремнием. Состав пленки в соответствии с общеизвестной фазовой диаграммой состояния зависит от того или иного молекулярного соотношения Cr и Si в конденсируемой пленке, определяемого, в свою очередь, содержанием кремния и монооксида кремния в испаряемом материале.

У всех керметных пленок, начиная с некоторого критического объемного соотношения диэлектрической и проводящей фаз, происходит изменение знака ТКС с положительного на отрицательный. Для пленок системы Cr – SiO имеет место его аномальное многократное изменение. Добавка к хрому при испарении всего несколько процентов монооксида кремния переводит ТКС пленки из области положительных в область отрицательных значений. Отрицательная величина ТКС растет с увеличением SiO примерно до 12 объемных процентов, после чего дальнейшее увеличение монооксида кремния необъяснимо уменьшает отрицательную величину ТКС пленки, и при содержании около 62 объемных процентов SiO ТКС вторично меняет знак, переходя в область положительных значений, и снова становится отрицательным при количестве монооксида более 72 объемных процентов [1].

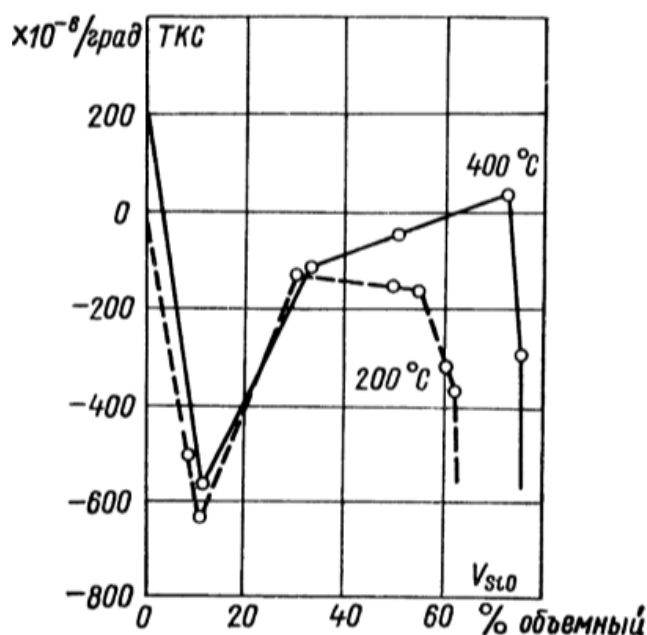


Рис. 2. Зависимость ТКС пленок Cr – SiO от процентного содержания SiO, осажденных при 200°C, и пленок, прошедших тепловую обработку в аргоне при 400°C в течении 1 часа

На рисунке 2 представлена зависимость ТКС пленки с термической обработкой и без нее. Из трех рассмотренных изменений знака ТКС только последнее является характерной особенностью керметных пленок, объясняющееся изменением ее матричной структуры. Наиболее обстоятельные исследования системы Cr – SiO показали, что непосредственно после осаждения пленки аморфны. Во время прокатки некоторое количество SiO распадается, образуя свободные радикалы Si, которые вступают в реакцию на поверхности каждого зерна Cr, образуя оболочку силицида Cr_3Si . Благодаря этому окись кремния между зернами «сжимается», и зерна приходят в соприкосновение друг с другом, обуславливая положительный знак ТКС [4].

При нагреве на воздухе незащищенные пленки Cr – SiO подвергаются окислению и увеличивают сопротивление, величина которого зависит от состава и толщины пленки.

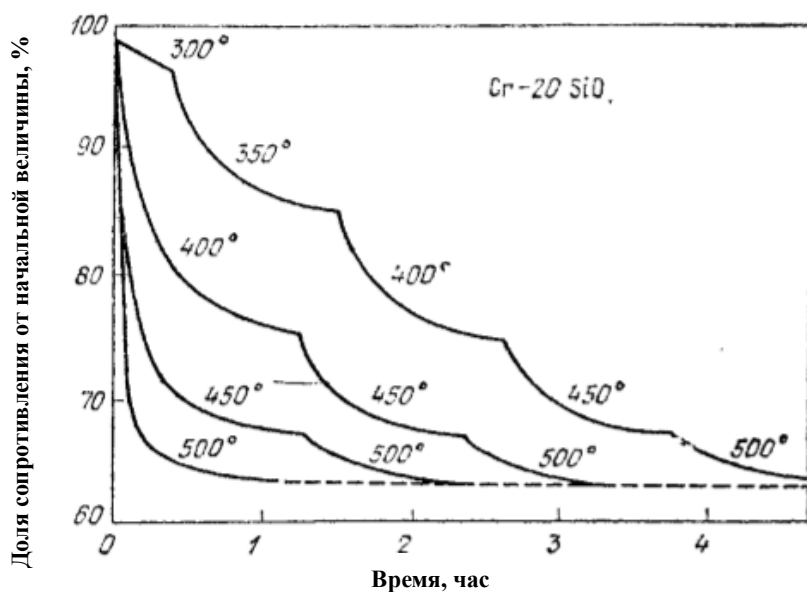


Рис. 3. Зависимость сопротивления пленок Cr – SiO (20% SiO) от времени термообработки

На рисунке 3 представлена зависимость сопротивления пленки от времени термообработки. Было найдено, что при исходном содержании монооксида кремния порядка 20% поверхностное сопротивление пленок Cr – SiO воспроизводилось с точностью в 2% от напыления к напылению. Для пленок, имеющие другие составы, с ростом концентрации SiO возможность управления постепенно ухудшалась.

Будучи защищенными от окисления, пленки Cr – SiO обладают хорошей термической стабильностью и не меняются по величине, даже если их прогреть до температуры, равной или большей, чем максимальная температура, при которой они были предварительно термообработаны. Отметим, что температуры отжига играет значительно более важную роль, чем время отжига. Предельная температура, при которой пленки Cr – SiO могут быть выдержаны без изменений длительный период, достигает 5000°C. Выше этой температуры изменения поверхностного сопротивления становятся менее предсказуемыми. Предполагается, что это связано с нестабильностью соединения Cr₃Si выше 500 °C.[4]

Таким образом, сложные резистивные сплавы (керметы) рекомендуется наносить методами совместного испарения всех компонентов или методом дискретного взрывного испарения. Такие способы нанесения пленок сложных соединений позволяют избежать фракционирования, то есть обеспечить воспроизводимость состава готовых резистивных пленок.

В ходе проведения работы использовался резистивный сплав К-50С, который в своем составе содержит примерно 25% проводящей фазы, в роле которой выступает хром и 75% диэлектрической, образованной прочими элементами.

Получение пленок из этого сплава осуществлялось на установке термовакуумного испарения УВН-71П-3М-01И. Установка позволяет наносить пленки методом «взрывного» испарения. Она обеспечивает нагрев подложек до 350°C. Мощность, подаваемая на резистивный испаритель может составлять до 1,5 кВт. Резистивный сплав К-50С в виде порошка непрерывно поступает на резистивный испаритель (лодочка), выполненный из 12 плотно упакованных вольфрамовых проволок диаметром 0,8 мм. Через лодочку протекает ток 310 А, что обеспечивает ее нагрев свыше 3000 К. Сопротивление напыляемой пленки контролируется по «свидетелю» - контрольному образцу, внесенному в область напыления.

На первом этапе напыления происходит нагрев рабочей камеры до температуры 340°C, что обеспечивает формирование хорошей адгезии напыляемого материала к подложке. После достижения рабочей температуры следует стадия прогрева. Прогрев занимает 10 минут при 340°C.

На втором этапе следует процесс ионной очистки, который длится 5 мин. В качестве рабочего газа используется чистый аргон. При ионной очистки осуществляется удаления посторонних веществ с поверхности подложек.

На третьем этапе происходит осаждение резистивного сплава на поверхность подложек. При подаче напряжения в 26 В на вибробункер процесс напыления занимает около 8 минут. Напряжение на вибробункере определяет количество подаваемого материала на резистивный испаритель.

В процессе исследования первые три этапа были неизменны. Основные изменения происходили на четвертом этапе. В ходе этого процесса изменялось время стабилизации. Эксперименты показали, что с увеличением времени стабилизации при фиксированной температуре, сопротивление пленок уменьшалось. Начиная с 30 минуты, дальнейшее уменьшение сопротивления было незначительно. При стабилизации происходит структурное изменение пленки обусловленное результатом действия сил спекания. В ходе эксперимента измерялось объемное сопротивление свидетеля. Свидетель имеет форму прямоугольника, у которого длина в 4 раза больше ширины. Для определения поверхностного сопротивления пленки на свидетеле необходимо показания его объемного сопротивления разделить на 4. График зависимости поверхностного сопротивления пленки на свидетели от времени термообработки представлен на рисунке 4.

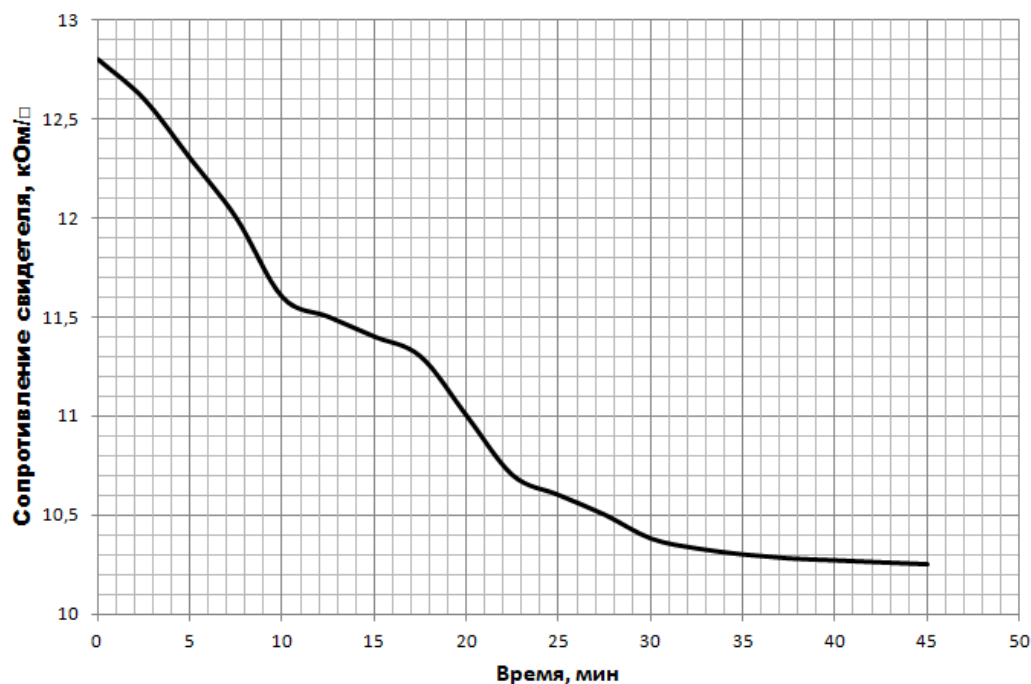


Рис. 4. График зависимости поверхностного сопротивления свидетеля от времени стабилизации

Следующим этапом является остывание рабочей камеры. До 200 °С остывание происходит при рабочем давлении $7,5 \cdot 10^{-4}$ Па, после чего происходит напуск атмосферы. При напуске на поверхности пленки формируется окисная пленка, о чем свидетельствует быстрое увеличение сопротивления свидетеля. Остывание при атмосферном давлении происходит до температуры 60 °С, после чего подложки могут быть извлечены из установки.

После выгрузки подложек из установки, рекомендуется произвести отжиг в печи. Это позволит получить более стабильные свойства готовых резисторов. На рисунке 5 показано изменение сопротивления пленки от времени обработки при разных температурах.

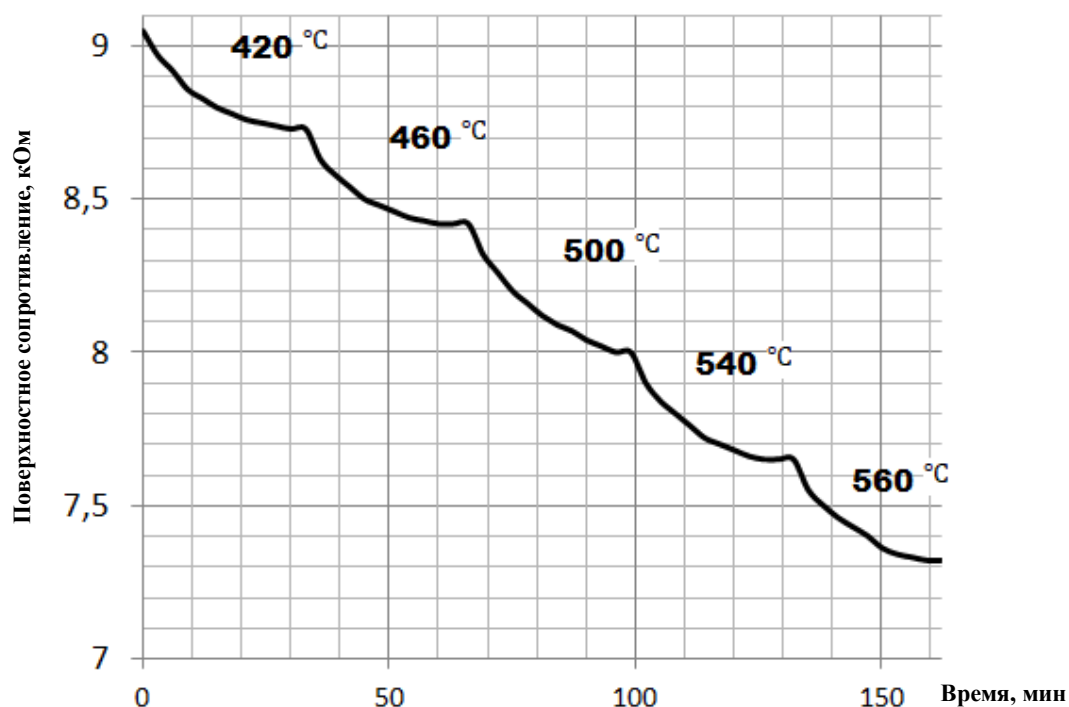


Рис. 5. График зависимости сопротивления пленки от времени обработки при разных температурах

В ходе отжига температуры в печи изменялась ступенчато каждые 30 минут. Сопротивление пленок контролировалось по свидетелю, который использовался при напылении. При температуре отжига свыше 500 °С были замечены микротрещины на поверхности пленки при увеличении 56 раз. Из этого следует, что оптимальной максимальной температурой термообработки следует использовать температуру в 500 °С или меньше.

Таким образом, в ходе проведения практической работы удалось получить пленку резистивного сплава К-50С с поверхностным сопротивлением 10 кОм/■ и разбросом сопротивления по подложке 5%, по карусели – 10%.

Библиографический список

1. Технология тонких пленок (справочник). Под ред. Л. Майссела, Р. Глэнга. Нью-Йорк, 1970. Пер. с англ. под ред. М. И. Елинсона, Г. Г. Смолко, Т. 2. М., «Сов. радио», 1977, 768 с.
2. Бочкарев Б. А. и Бочкарева В. А. Керметные пленки. Л., «Энергия», 1975. 152 с.
3. Ю. З. Бубнов, М. С. Лурье и др. Вакуумное нанесение пленок в квазизамкнутом объеме. М., «Сов. радио», 1975, 160 с.
4. Ёе Еинт Ко Ко. Физико-технические принципы создания керметных материалов с объемным распределением омического сопротивления для катодно-подогревательных узлов электронных приборов, 2019, 123 с.

УДК 621.385.623.2; ГРНТИ 47.29.37

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИОДНОГО МИКРОВОЛНОВОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

В.К. Федяев, Н.М. Маранкин

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, Fedyaev.v.k@rsreu.ru*

Аннотация. Численным моделированием показано, что электронный КПД диодного автогенератора СВЧ плоской конструкции в режиме насыщения без отсечки катодного тока может составлять 9 %.

Ключевые слова: СВЧ автогенератор, КПД, диод, диотрон.

MATHEMATICAL SIMULATION OF A DIODE MICROWAVE GENERATOR

V.K. Fedyaev, N.M. Marankin

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, Fedyaev.v.k@rsreu.ru*

Abstract. Using numerical simulation it was shown that the electron efficiency of a plane-designed microwave diode generator can reaches 9 % in a saturation mode without cutting off the cathode current.

Keywords: microwave generator, electron efficiency, diode, diottron.

Применение СВЧ энергии для промышленных, бытовых и биомедицинских целей потребовало использования генераторов простой конструкции с малым весом и габаритами. Поиск таких конструкций привел к схемам известных, но ранее мало изученных однорезонаторных автогенераторов. Это – диод, моноотрон и двухззорный резонатор в режиме генерации. Основным параметром таких устройств является коэффициент полезного действия – КПД. Классический моноотрон – это резонатор с зазором, на вход которого поступает ускоренный немодулированный электронный поток, и в котором при углах пролета электронов в зазоре около $2,5\pi$ возможна автогенерация СВЧ колебаний. В ряде работ [1, 2, 3] показано, что электронный КПД моноотрона плоской конструкции составляет 18-19 %. В монотроне цилиндрической обращенной конструкции, в котором напряженность поля нарастает в сто-

рону внутреннего анода, КПД повышается до 37 % [4]. В [5] численным моделированием было показано, что электронный КПД автогенератора на двухзазорном резонаторе, работающем на противофазном π -виде колебаний составляет на первой зоне 50 %, на второй – 60 %. Авторами [5] такой автогенератор был назван питроном. Увеличение числа зазоров до четырех повышает электронный КПД до 67 % [6]. Наименее исследованным оказался наиболее простой по конструкции диодный генератор, в котором при больших углах пролета электронная проводимость становится отрицательной и возможна автогенерация. Такой автогенератор получил название диотрон [4]. Было показано, что в коаксиальном диотроне обращенной конструкции без отсечки катодного тока электронный КПД может составлять 24 % [4]. При этом диотрон плоской конструкции и режим с отсечкой катодного тока не исследовались.

Целью данной работы является исследование численным моделированием электронных процессов и КПД диодного автогенератора плоской конструкции в различных режимах, включая режим с отсечкой катодного тока.

Схематическая конструкция

Диодный автогенератор имеет простейшую конструкцию (рисунок 1) и состоит из одного полого резонатора 1, в состав которого входит вывод энергии 2 и широкий плоский зазор, образованный термокатодом 3 и анодом 4. В режиме генерации, когда электронный поток 5 отдает часть энергии переменному электрическому полю зазора резонатора, между катодом и анодом кроме постоянного напряжения U_0 источника питания будет возбуждаться переменное напряжение $U_{\sim} = U_m \sin \omega t$ (t - время, ω - круговая частота). По постоянному напряжению анод отделен от катода разделительным конденсатором 6.

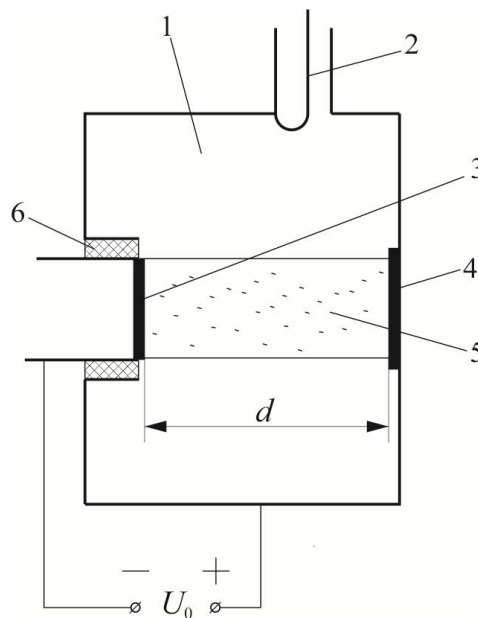


Рис. 1. Схематическое изображение диодного автогенератора

Математическая модель

При использовании численных методов анализа электронный поток представляется набором крупных частиц, в которые по определенному правилу объединяются электроны, находящиеся в примерно одинаковых условиях. В данном случае электронный поток на одном периоде переменного напряжения представляется набором из N крупных частиц в виде

плоских заряженных листов, эмиттируемых с катода единичной площади в равные промежутки времени Δt_0 или в фазовые интервалы $\omega \Delta t_0 = \Delta \omega t_0 = 2\pi / N$. Начальные фазы этих частиц определяются соотношением $\omega t_{0n} = (n - 0,5)2\pi / N$, где $n = 1, 2 \dots N$, т.е. частицы совмещаются с серединой интервала $\Delta \omega t_0$. Заряд n -ой частицы образуется катодным током, эмиттируемым за время Δt , т.е. $q_n = j(\omega t_{0n})\Delta t_0$. В режиме насыщения плотность катодного тока не зависит от анодного напряжения и заряды частиц q_0 одинаковы.

Уравнение движения крупной частицы в электрическом поле с напряженностью $E(x, t)$ имеет вид

$$M_e \frac{d^2 x}{dt^2} = Q_e E(x, t), \quad (1)$$

где x – продольная координата, $M_e = mN_e$ и $Q_e = eN_e$ – масса и заряд крупной частицы, m и e – масса и заряд электрона, N_e – число электронов в крупной частице. Подставив M_e и Q_e в уравнение (1), получим уравнение движения крупной частицы, тождественное уравнению движения электрона

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = eE(x, t). \quad (2)$$

В [4] расчет КПД для цилиндрического обращенного диода был проведен в режиме насыщения. Для сравнения КПД цилиндрического и плоского диодов расчет последнего выполним также в режиме насыщения. В этом режиме ток катода не зависит от анодного напряжения, распределение напряжения в межэлектродном промежутке $U = U_a x / d$ линейное, а напряженность электрического поля $E = U_a / d$ постоянна, где $U_a = U_0 + U_{\sim}$.

С использованием нормированных величин $\xi = U_m / U_0$, $X = x / d$, $V = v / v_0$, где v – скорость, $v_0 = \sqrt{2 \frac{e}{m} U_0}$, и начальных условий $x = 0$, $v = 0$ при $\omega t = \omega t_0$ решения уравнения (2) будут определяться соотношениями:

для скорости

$$V = \frac{1}{v_0} \frac{dx}{dt} = \frac{\omega t - \omega t_0}{\theta_d} + \frac{\xi}{\theta_d} (\cos \omega t_0 - \cos \omega t), \quad (3)$$

для координаты

$$X = \frac{x}{d} = \frac{(\omega t - \omega t_0)^2}{\theta_d^2} + \frac{2\xi}{\theta_d^2} [(\omega t - \omega t_0) \cos \omega t_0 - \sin \omega t + \sin \omega t_0]. \quad (4)$$

Здесь $\theta_d = \frac{\omega d}{v_{cp}} = \frac{2\omega d}{v_0}$ – угол пролета в диоде, ωt – текущая фаза переменного напряжения

$U_{\sim}$, ωt_0 – начальная фаза крупной частицы на катоде, номер частицы n пока опущен.

При расчете КПД нужно будет определить из уравнения (4) фазу $\omega t = \omega t_a$ прибытия частицы на анод при $X = 1$ и по уравнению (3) скорость V_a оседания частицы на анод при $\omega t = \omega t_a$. Уравнение (4) при заданном X относительно ωt является трансцендентным. Для его решения в нелинейном режиме больших амплитуд можно использовать разные численные методы. Здесь используем простой алгоритм «шаг за шагом». В этом случае фаза ωt в уравнении (4) наращивается с шагом $\Delta\omega t$ по рекуррентному соотношению $\omega t_m = \omega t_{m-1} + \Delta\omega t$ до значения ωt_m , при котором $X \geq 1$. Тогда фаза ωt_a определяется линейной интерполяцией по последним рассчитанным двум точкам из соотношения

$$\frac{X_m - X_{m-1}}{1 - X_{m-1}} = \frac{\omega t_m - \omega t_{m-1}}{\omega t_a - \omega t_{m-1}}. \quad (5)$$

Электронный КПД η_e будем рассчитывать энергетическим методом через баланс энергий на одном периоде T переменного напряжения $U_{\sim}$ по соотношению

$$\eta_e = \frac{W_{\sim}}{W_0} = \frac{W_0 - W_{oc}}{W_0} = 1 - \frac{W_{oc}}{W_0}, \quad (6)$$

где $W_{\sim}$ – колебательная энергия, переданная электронным потоком полю резонатора, W_0 – энергия источника питания, $W_{oc} = W_a + W_{\kappa}$ – суммарная кинетическая энергия электронов, осевших на анод W_a и катод W_{κ} . Под КПД будем понимать положительные значения η_e , когда часть энергии источника питания переходит в энергию переменного электрического поля. Энергия, потребляемая от источника постоянного напряжения за период $W_0 = P_0 \cdot T = I_0 \cdot U_0 \cdot T$, где P_0 и $I_0 = \frac{1}{T} \sum_n q_{0n}$ – мощность и ток, потребляемые от источника питания. Здесь суммирование идет только по частицам q_{0n} , достигшим анода. Подставив I_0 в W_0 , получим

$$W_0 = U_0 \sum_n q_{0n}. \quad (7)$$

Подставив (7) в (6), с использованием нормированных величин получим

$$\eta_e = 1 - \frac{1}{N_a} \sum_{n=1}^N V_{a,\kappa n}^2. \quad (8)$$

Здесь N_a – число частиц, достигающих анода, V_{an} – скорость частицы, достигающей анода, $V_{\kappa n}$ – скорость частицы, которая возвращается на катод в режиме с отсечкой катодного тока. Этот режим характеризуется тем, что $U_m > U_0$, напряжение U_a сохраняется положительным только в течение части периода $2\theta < 2\pi$, катод эмитирует электроны в течение этого промежутка, и часть электронов возвращается на катод.

Конвекционный ток образуется движением электронов между электродами. Форма импульсов конвекционного тока может быть определена из закона сохранения заряда, кото-

рый в данном случае заключается в том, что заряд электронов, эмитированных с катода в фазовом интервале $\Delta\omega t_0$, образующих ток плотностью $j_0(\omega t_0)$ и объединенных в крупную частицу с зарядом q_0 , в процессе движения сохраняется, а фазовый интервал $\Delta\omega t$, связанный с этим зарядом, и плотность конвекционного тока в этом интервале изменяются. Тогда на расстоянии x от катода справедливо равенство

$$j(\omega t_{0n})\Delta\omega t_0 \approx j(\omega t_{xn})\Delta\omega t_{xn}. \quad (9)$$

С учетом соотношений $q_n(\omega t_{0n}) = j(\omega t_{0n})\Delta t$, $q_0 = j_0\Delta t_0$ из уравнения (9) получим

$$j^{nop}(\omega t_{xn}) = \frac{j(\omega t_{xn})}{j_0} = \frac{\Delta\omega t_0}{|\Delta\omega t_{xn}|}, \quad (10)$$

где $\Delta\omega t_{xn} = \frac{1}{2}(\omega t_{x,n+1} - \omega t_{x,n-1})$. Фазы ωt_{xn} прилета частиц в плоскость с координатой x определяется по изложенной выше методике для фаз прилета частиц на анод ωt_{an} .

Анализ результатов численного моделирования

Расчеты на основе математической модели процессов взаимодействия электронов с постоянным и переменным электрическим полем диода проводились в среде Matlab при количестве крупных частиц в одном периоде переменного напряжения $N = 100$.

Графики движения рассчитывались по соотношению (4), КПД определялся по уравнению (8). На рисунке 2 приведены зависимости КПД от угла пролета θ_d при разных $\xi \leq 1$, а на рисунке 3 графики движения частиц, импульсы катодного тока в режиме без отсечки катодного тока и изменение во времени суммарного анодного напряжения U_a при $\xi = 0,8$ и $\theta_d = 7,5$ рад.

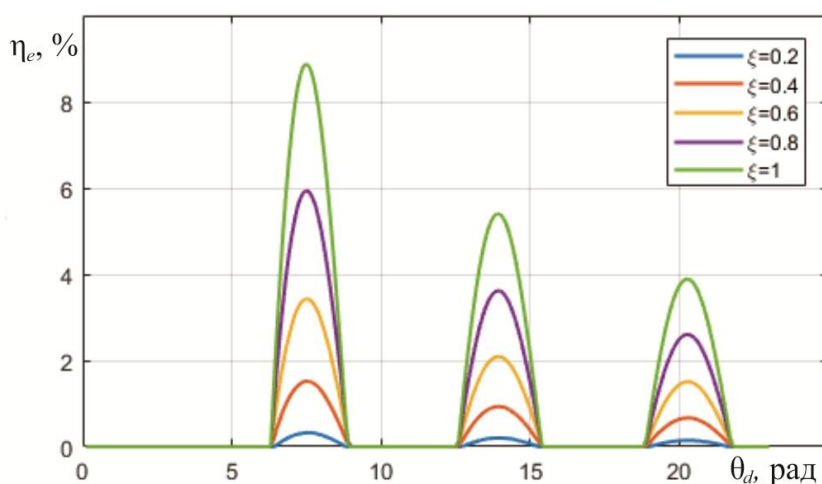


Рис. 2. Зависимости КПД от угла пролета для трех зон генерации

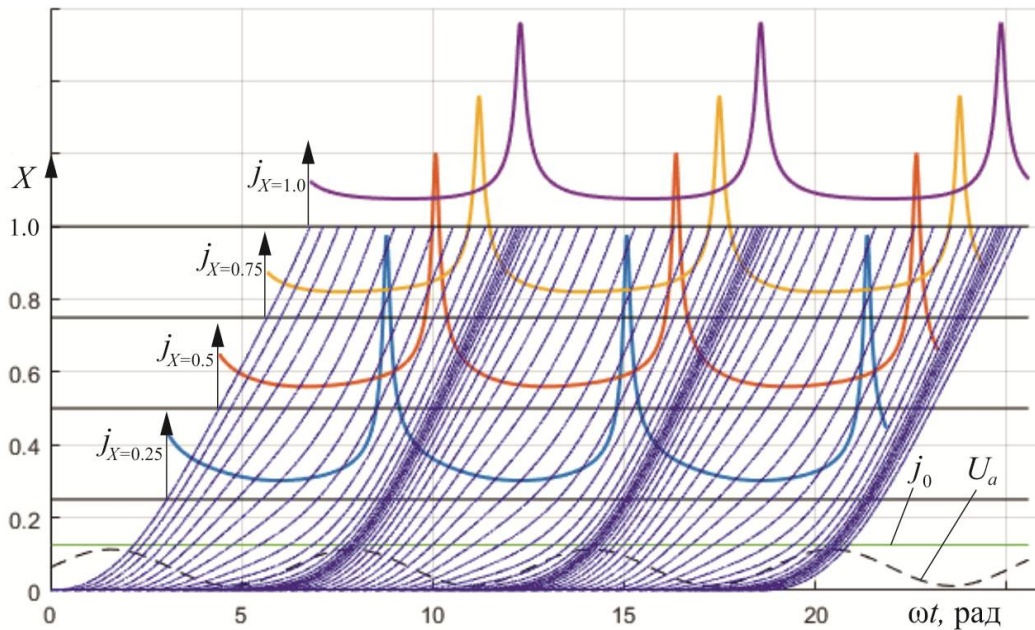


Рис. 3. Траектории частиц, формы импульсов конвекционного тока в разных сечениях межэлектродного промежутка и форма суммарного анодного напряжения при $\xi = 0,8$ и $\theta_d = 7,5$ рад

Из сопоставления рисунков 2 и 3 следует, что в результате скоростной модуляции вокруг электронов с начальной фазой $\omega t_0 = 2\pi l$, где $l = 0, 1, 2, \dots$ происходит группирование электронов, образуются сгустки и импульсы конвекционного тока (рисунок 3), которые сохраняются с небольшими изменениями на всем пролете. По мере того, как при больших углах пролета сгустки поочередно попадают в отрицательный полупериод переменного напряжения, появляются зоны генерации с центрами при $\theta_d = 7,5$ рад для нулевой зоны, $\theta_d = 13,9$ рад для первой зоны и $\theta_d = 20,3$ рад для второй (рисунок 2). При этом с увеличением ξ электронный КПД увеличивается для нулевой зоны до значения около 9 %, для первой зоны – до 5,4 %, для второй – до 3,9 % при $\xi = 1$.

В режиме с отсечкой катодного тока при $\xi > 1$ характер процессов изменяется (рисунок 4). Уменьшается число электронов, эмитируемых в интервале фаз от $3\pi/2 + 2\pi l$ до $2\pi(l + 1)$ и образующих сгусток. Эта убыль растет с увеличением ξ , и КПД уменьшается для нулевой зоны с 9 % при $\xi = 1$ до 7,1 % при $\xi = 1,2$ (рисунок 4). При $\xi > 1,2$ появляются электроны, которые вылетели из катода вблизи отсечки при ускоряющем напряжении, затем попадают в тормозящее поле, совершают вблизи катода колебание и попадают в сгусток. С ростом ξ число таких электронов увеличивается и КПД растет, но незначительно: для нулевой зоны с 7,1 % при $\xi = 1,2$ до 8,6 % при $\xi = 2$.

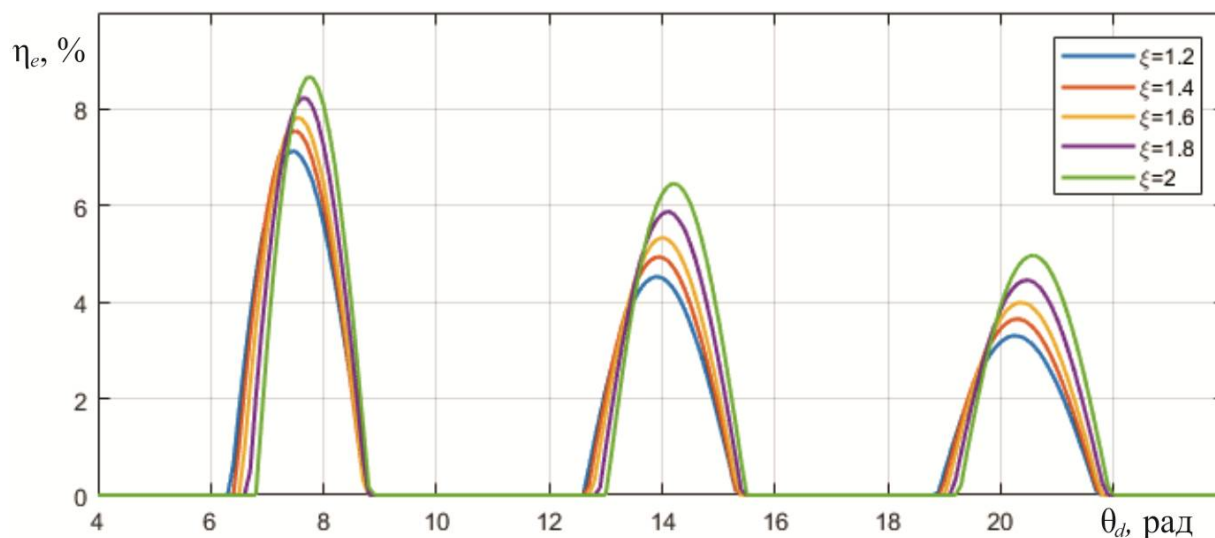


Рис. 4. Зависимости КПД от угла пролета для трех зон генерации в режиме с отсечкой катодного тока

Таким образом, режим с отсечкой катодного тока не дает увеличения КПД диодного автогенератора. Электронный КПД диодного автогенератора плоской конструкции в режиме насыщения составляет 9 % при угле пролета промежутка катод-анод 7,5 рад.

Библиографический список

1. Панов, В.П. Взаимодействие несгруппированного потока с высокочастотным полем зазора / В.П. Панов, И.В. Кутузова // Электронные приборы : межвуз. сб. Рязань: РРТИ. 1992. – с. 93-95.
2. Barroso J.J. A triple-beam 6.7 GHz, 340 kW monotron // IEEE Transactions on Electron Devices. V.48, №4. pp. 815-817.
3. Федяев, В.К. Электронная проводимость и КПД плоского СВЧ зазора в нелинейном режиме / В.К. Федяев, А.А. Пашков // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50, № 3. – с. 361-365.
4. Кураев, А.А. Коаксиальный диодный генератор – диотрон / А.А. Кураев, А.К. Сеницын // Радиотехника и электроника. 1997. Т. 42, № 2. – с. 214-219.
5. Федяев, В.К., Горлин О.А. Коэффициент полезного действия питрона / В.К. Федяев, О.А. // Радиотехника и электроника. 2010. Т. 55, №12. – с. 1050-1055.
6. Царев, В.А. Численное моделирование режимов работы мощного многолучевого монофона с четырехзональным резонатором / В.А. Царев, А.Ю. Мирошников, Н.А. Акафьева // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы Междунар. науч.-техн. конф. Саратов: СГТУ, 2008. С. 176-180.

УДК 621.373.826; ГРНТИ 29.33.15

ОБЗОР ПРИНЦИПОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ ОПТИЧЕСКОЙ ДЛИНЫ КОЛЬЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА ГЕЛИЙ-НЕОНОВОГО ЛАЗЕРА

М.В. Чиркин, А.Е. Серебряков, Ю.Р. Иваненко, В.Ю. Мишин, В.В. Климаков

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,

Российская Федерация, Рязань, ivanenko.july@yandex.ru

Аннотация. Описаны существующие методы регулирования периметра кольцевого резонатора, определены тенденции развития данных методов.

Ключевые слова: лазерный гироскоп, кольцевой лазер, пьезокорректор, система регулировки периметра кольцевого резонатора.

REVIEW OF PATH LENGTH CONTROL PRINCIPLES FOR HELIUM-NEON LASER RING CAVITY

M.V. Chirkin, A.E. Serebryakov, J.R. Ivanenko, V.Yu. Mishin, V.V. Klimakov

Ryazan State Radio Engineering University named for V.F. Utkin,

Russia, Ryazan, ivanenko.july@yandex.ru

Abstract. The article describes the existing methods of the ring cavity perimeter adjustment and determines the development trends of these methods.

Keywords: laser gyro, ring laser, piezoelectric transducer, ring cavity perimeter adjustment system.

Введение

В настоящее время в бесплатформенных инерциальных навигационных системах летательных аппаратов в качестве датчиков угловой скорости используются малогабаритные прецизионные лазерные гироскопы. Основой лазерного гироскопа является кольцевой гелий-неоновый лазер. Оптический резонатор этого лазера образован двумя сферическими и двумя плоскими зеркалами (рис. 1, а) либо одним сферическим зеркалом и двумя плоскими зеркалами (рис. 1, б). Оптическая ось резонатора соответственно близка к сторонам квадрата или треугольника. Подложки зеркал и корпус резонатора изготовлены из ситалла СО-115М и соединены через оптический контакт. Выбор оптической стеклокерамики определяется малостью коэффициента линейного термического расширения ($\sim 10^{-7} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$) в диапазоне температур от -60 до $+80 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Кольцевой лазер генерирует встречные пучки оптического излучения с длиной волны $632,8 \text{ нм}$, имеющие поперечные сечения в виде эллипсов и линейную s-поляризацию (вектор напряженности электрического поля перпендикулярен плоскости резонатора) [1]. Для обеспечения генерации только на основной поперечной моде посередине между сферическими зеркалами, в точке перетяжки пучка, расположена диафрагма, эллиптическое сечение которой соответствует форме поперечного сечения лазерного пучка. Эта диафрагма обеспечивает подавление высших резонаторных мод при минимальных дифракционных потерях для основной моды.

В диапазоне температур от $-60 \text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+70 \text{ }^{\circ}\text{C}$ периметр кольцевого резонатора изменяется в пределах четырех длин волн (рис. 1, в). Именно такой диапазон изменения периметра обеспечивает настройку подвижных зеркал или зеркала резонатора на максимум кривой усиления. При эксплуатации лазерного гироскопа расстройка подвижных зеркал (или зеркала резонатора) приводит к их смещению относительно максимума кривой усиления и, следовательно, к ухудшению выходных параметров лазерного гироскопа: уменьшению интенсивности лазерного излучения, увеличению порога захвата и изменению масштабного коэффициента. Особенность функционирования кольцевого лазера (как основного элемента лазерного гироскопа) заключается в необходимости автоматической стабилизации периметра кольцевого резонатора таким образом, чтобы частота генерируемого излучения соответствовала максимальной выходной мощности [2-4]. Для решения поставленной задачи используются различные принципы регулирования оптической длины резонатора.

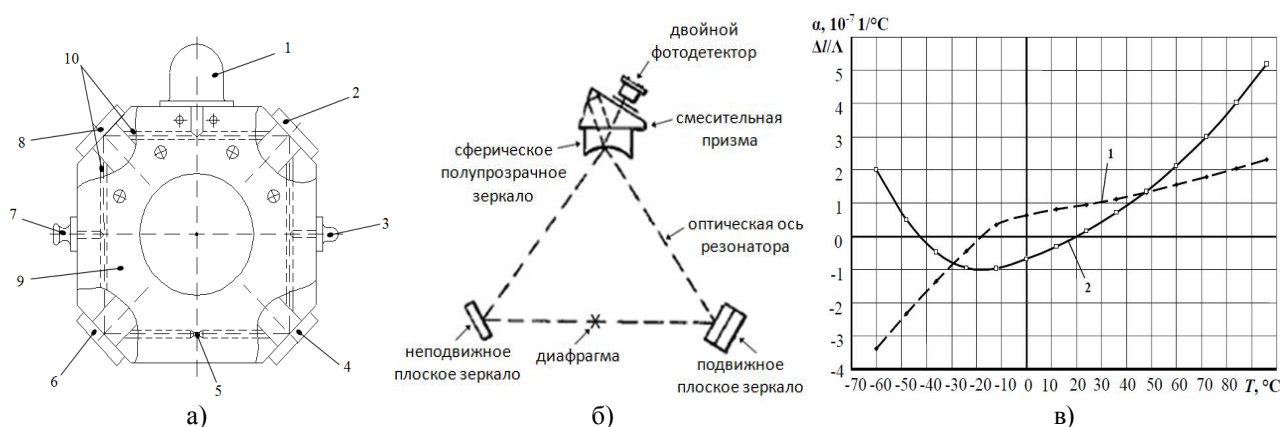


Рис. 1. Конструкция кольцевого лазера (КЛ) с четырехзеркальным резонатором (а): 1 – катод; 2,8 – плоские зеркала; 3,7 – анод, анод-штенгель; 4,6 – сферические зеркала; 5 – диафрагма; 9 – корпус резонатора; 10 – оптическая ось резонатора.

Трехзеркальный резонатор КЛ (б).

Температурная зависимость (в) коэффициента теплового линейного расширения α ситалла СО-115М (1) [5] и отношения приращения длины периметра 28 см резонатора к длине волны He-Ne лазера ($\lambda=0,6328$ мкм) $\Delta l / \lambda$ (2) [6].

Принципы регулирования периметра кольцевого резонатора

Современные потребности в уменьшении размеров кольцевого лазерного гироскопа (которые сопровождаются уменьшением периметра резонатора) приводят к ужесточению требований по стабилизации периметра резонатора кольцевого лазера. В настоящее время существуют пассивные и активные методы стабилизации периметра. Пассивные методы стабилизации периметра резонатора предполагают уменьшение дестабилизирующих факторов за счет термостатирования моноблока кольцевого лазера или изготовления несущей конструкции резонатора из материалов, обладающих малым температурным коэффициентом линейного расширения [7]. К таким материалам относятся плавленый кварц КУ-1, легированный кварц КЛР-1-1, ситалл СО-115М [8]. Пассивные методы не могут обеспечить полную стабилизацию периметра резонатора в широком диапазоне температур, поэтому на практике они применяются совместно с активными методами.

Стабилизация периметра резонатора активными методами заключается в создании внешней отрицательной обратной связи, которая корректирует оптическую длину резонатора таким образом, чтобы сигнал ошибки стремился к нулю. Регулирование оптической длины резонатора производится обычно за счет изменения расстояния между отражающими поверхностями (зеркалами) или путем изменения показателя преломления среды, заполняющей оптический резонатор.

Активные методы стабилизации периметра резонатора по способу получения сигнала ошибки делятся на два типа [8]:

- стабилизация частоты по характерным точкам кривой усиления;
- стабилизация частоты с использованием внешнего эталона.

Для кольцевого лазерного гироскопа наиболее приемлемым является тип стабилизации по характерным точкам кривой усиления.

Рассмотрим первый вариант системы регулировки периметра (СРП) кольцевого резонатора (рис. 2, а). Устройство начального запуска 3 заряжает емкость в цепи обратной связи интегрирующего усилителя, чтобы настроиться на максимум кривой усиления (рис. 2, б) при заданной температуре. Далее (после настройки на максимум кривой усиления) происходит отключение цепи обратной связи интегрирующего усилителя от устройства начального за-

пуска 3, и СРП становится автономной. На пьезоэлектрический корректор (пьезокорректор) подается синусоидальный опорный сигнал на частоте нескольких килогерц. Два мощностных фотодетектора (фотоприемника) используются в данной схеме для регистрации интенсивности излучения двух встречно распространяющихся лазерных лучей. При изменении температуры окружающей среды меняется периметр резонатора, и на выходе фотоприемника появляется синусоидальный сигнал ошибки. Возникновение данного сигнала обусловлено смещением (зеркала) относительно максимума кривой усиления, при котором происходит расстройка зеркала резонатора, управляемого пьезокорректором (пьезопреобразователем). Пьезокорректор представляет собой сборку зеркала с пьезоприводом (рис. 2, в). Далее усиленный синусоидальный сигнал ошибки поступает в синхронный детектор СД, который используется для определения амплитуды сигнала на частоте синхронного детектирования, равной частоте опорного сигнала. В интегрирующем усилителе происходит накопление значений постоянной составляющей сигнала ошибки. Далее в высоковольтный усилитель поступают два сигнала: один с выхода интегрирующего усилителя, другой с генератора. На выходе высоковольтного усилителя формируется управляющее напряжение, которое подается на пьезокорректор, перемещающий зеркало до тех пор, пока периметр резонатора не достигнет значения, получаемого при настройке зеркала на максимум кривой усиления.

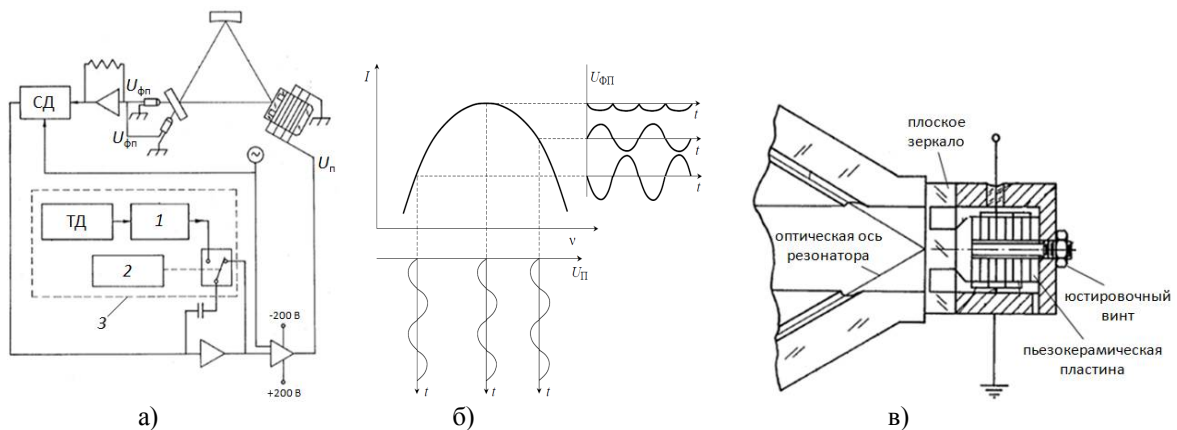


Рис. 2. Регулирование периметра по сигналам мощностных фотоприемников (а) [9]:

- 1 – устройство формирования начального заряда емкости в цепи обратной связи интегрирующего усилителя;
- 2 – устройство управления цепью обратной связи интегрирующего усилителя;
- 3 – устройство начального запуска; СД – синхронный детектор; ТД – температурный датчик;
- $U_{фп}$ – напряжение на выходе фотоприемника; $U_{п}$ – напряжение на пьезокорректоре.

Доплеровская кривая усиления активной среды (б):

I – интенсивность лазерного излучения; ν – частота генерации лазерного излучения; t – время.

Устройство пьезокорректора (в) [9].

Рассмотрим модифицированную систему (рис. 3, а) регулировки периметра резонатора лазерного гироскопа. Она отличается от предыдущей системы наличием устройства для задания начального смещения пьезокорректора 1 (используемого вместо устройства начального запуска). Данное устройство формирует начальную длину периметра резонатора при фиксированной температуре. Принцип регулирования периметра аналогичен принципу, описанному выше.

В третьем варианте СРП (рис. 3, б) в качестве мощностных датчиков используется двойной фотодетектор квадратурных сигналов (рис. 3, в). После усиления данные сигналы поступают в квадратичный преобразователь 3. Сигналы, полученные с выходов квадратичных преобразователей, суммируются. В результате формируется сигнал, не зависящий от тактовой частоты гироскопа и описываемый только одной функцией $\cos(\omega t)$ или $\sin(\omega t)$, где ω – круговая частота колебаний подвижного зеркала.

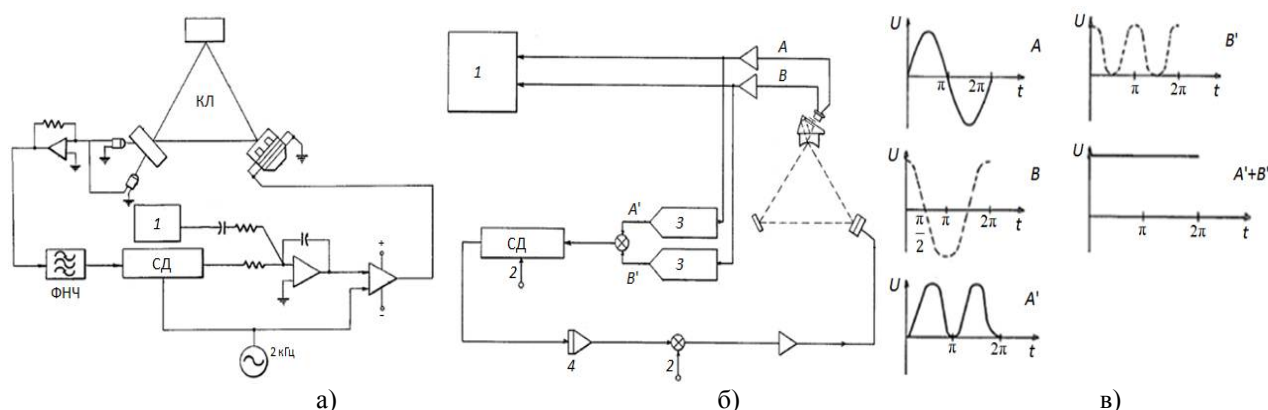


Рис. 3. Модифицированная система регулирования периметра кольцевого резонатора по сигналам мощных фотоприемников (а) [10]:

1 – устройство для задания начального смещения пьезокорректора;

СД – синхронный детектор; КЛ – кольцевой лазер; ФНЧ – фильтр низких частот.

Регулирование периметра резонатора по квадратурным сигналам лазерного гироскопа (б) [11]:

1 – сигнальный процессор; 2 – опорный сигнал с генератора; 3 – квадратичный преобразователь;

4 – интегратор; СД – синхронный детектор; А и В – квадратурные сигналы с выхода двойного фотодетектора;

А' и В' – сигналы на выходе квадратичного преобразователя.

Временные диаграммы сигналов (в) [11].

Рассмотрим СРП четырехзеркального кольцевого резонатора (рис. 4, а). Оптическая ось этого резонатора близка к сторонам квадрата, в вершинах которого находятся четыре зеркала (два из них являются подвижными). При изменении температуры окружающей среды изменяется периметр резонатора, на фотоприемном устройстве ФД возникает сигнал ошибки. Полученный сигнал поступает на усилитель 1, затем на фазовый детектор 3 (работа которого синхронизируется блоком частотной подставки 2), далее на интегратор 4 и выходной усилитель 5. Усиленное до определенного значения выходное напряжение подается на параллельно включенные пьезопроводы обоих пьезокорректоров. Деформация пьезокорректоров вызывает прогибы мембран зеркал, что приводит к их перемещению (направление перемещения зеркала определяется знаком управляющего напряжения). Следует отметить, что перемещение зеркал не должно влиять на выходной сигнал лазерного гироскопа, поэтому зеркала перемещаются синхронно с частотной подставкой (которая удаляется из информационного сигнала).

В пятом варианте СРП (рис. 4, б) пьезокорректоры не используются, вместо них применяются стеки из пьезоэлектрических кристаллов, которые формируют некоторую структуру в виде кольца, закрепленного в центре кольцевого лазера. Рассматривают две группы пьезоэлектрических стеков А и В. Если сигналы, поступающие с усилителей, имеют одинаковую полярность, то стеки А отталкиваются от стеков В в противоположные стороны, что приводит к увеличению периметра резонатора (рис. 4, в). Если указанные выше сигналы имеют разную полярность, то стеки А притягиваются к стекам В по направлению к центру кольцевого лазера, в результате чего оптические каналы изгибаются внутрь, и длина периметра резонатора уменьшается (рис. 4, в).

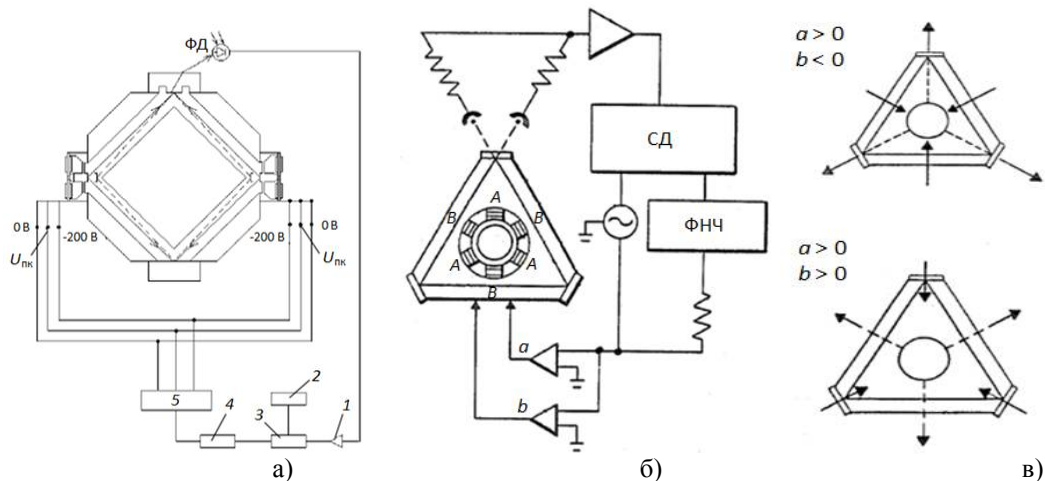


Рис. 4. Схема регулирования периметра четырехзеркального кольцевого резонатора (а) [8]:

1 – усилитель; 2 – частотная подставка; 3 – фазовый детектор; 4 – интегратор; 5 – выходной усилитель;
ФД – фотодетектор; $U_{пк}$ – напряжение, подаваемое на пьезокорректор.

Регулирование периметра резонатора методом деформации моноблока лазерного гироскопа (б) [12]:

СД – синхронный детектор; ФНЧ – фильтр низких частот; А и В – две группы пьезоэлектрических стеков;
а и b – выходные сигналы усилителей.

Деформация моноблока лазерного гироскопа (в) [12]:

→ – силы, стягивающие резонатор; - -> – силы, растягивающие резонатор.

Развитие микропроцессорной техники привело к появлению цифровых методов управления длиной резонатора лазерного гироскопа. Принцип регулирования периметра резонатора цифровыми методами аналогичен принципу регулирования периметра резонатора аналоговыми методами. На рис. 5, а представлена цифровая СРП, в которой используются полосовой фильтр ПФ, цифровой фильтр ЦФ, низкочастотный фильтр ФНЧ, АЦП, ЦАП, пьезоэлектрические датчики (ПК1, ПК2). Частота опорного сигнала равна 5050 Гц. Чем больше частота опорного сигнала, тем более быстрое изменение периметра резонатора можно детектировать. С другой стороны, нельзя делать частоту опорного сигнала слишком большой, иначе полезный выходной сигнал лазерного гироскопа будет искаженным. Применение цифровых фильтров в данной схеме позволяет более гибко изменять параметры регулирования периметра резонатора за счет возможности программного изменения параметров фильтрации.

Седьмой вариант СРП (рис. 5, б) используется в случае резкого изменения угловой скорости, что характерно для маневренных систем (данный факт не учитывался в системе регулирования периметра резонатора, изображенной на рис. 5, а). В рассматриваемой системе используются MEMS-акселерометры, сигнал с которых последовательно поступает сначала в блок вычисления проекции ускорения на оси перемещения зеркал 6, а затем в блок компенсации центробежной силы 7. Сигналы, полученные с выходов блоков температурной компенсации 4 и компенсации центробежной силы 7, складываются и формируют сигнал, поступающий сначала на усилитель, а затем на пьезокорректор 5, который перемещает подвижное зеркало до тех пор, пока периметр резонатора не достигнет значения, получаемого при настройке зеркала на максимум кривой усиления.

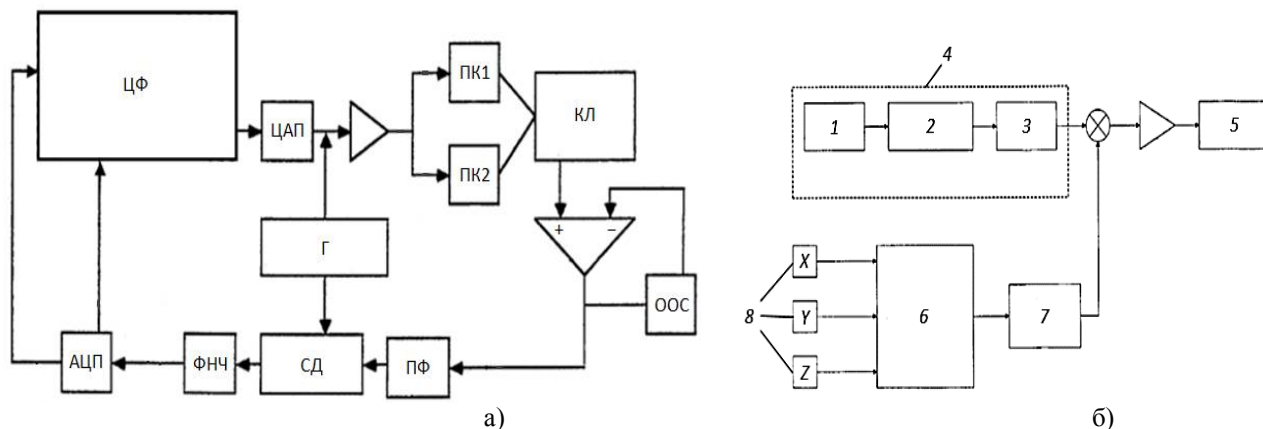


Рис. 5. Цифровая схема регулирования периметра резонатора лазерного гироскопа (а) [13]:

ЦФ – цифровой фильтр; АЦП – аналого-цифровой преобразователь;

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; Г – генератор; ФНЧ – фильтр низких частот;

СД – синхронный детектор; ПФ – полосовой фильтр; ПК1 и ПК2 – пьезокорректоры;

КЛ – кольцевой лазер; ООС – отрицательная обратная связь.

Схема компенсации центробежной силы при высоких угловых ускорениях лазерного гироскопа (б) [14]:

1 – устройство регистрации интенсивности лазерного излучения; 2 – синхронный детектор;

3 – блок управления; 4 – блок температурной компенсации; 5 – пьезокорректор;

6 – блок вычисления проекции ускорения на оси перемещения зеркал;

7 – блок компенсации центробежной силы; 8 – MEMS-акселерометры.

Развитие цифровых схем регулирования периметра резонатора привело к применению алгоритмических методов. На кафедре «Электронные приборы» РГРТУ имени В.Ф. Уткина была разработана схема регулирования периметра на основе цифровой обработки квадратурных сигналов (рис. 6). Квадратурные сигналы аппроксимируются эллипсом, радиусы которого определяют интенсивность лазерного излучения. Отсчеты интенсивности поступают на постпроцессор, который реализует алгоритм компенсации периметра резонатора и вырабатывает сигнал для ЦАП. Суть алгоритма компенсации заключается в использовании метода пошагового восхождения по кривой усиления, по результатам сравнения соседних отсчетов величины интенсивности лазерного излучения.

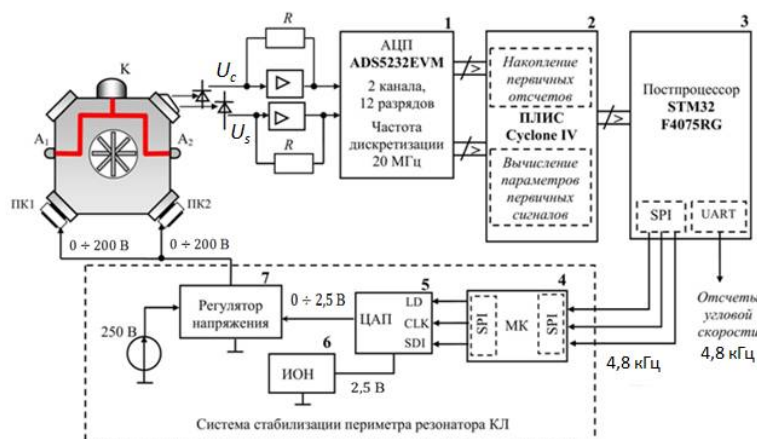


Рис. 6. Структурная схема лазерного гироскопа с прецизионной регистрацией перемещений интерференционной картины и цифровой системой стабилизации периметра резонатора кольцевого лазера [15]:

АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь;

ИОН – источник опорного напряжения; МК – микроконтроллер;

A1, A2 – аноды; К – катод; ПК1, ПК2 – пьезокорректоры; U_c , U_s – выходные сигналы фотодиодов.

Заключение

Развитие методов регулирования периметра резонатора лазерного гироскопа привело к уменьшению числа полупрозрачных зеркал и, следовательно, к снижению оптических потерь в резонаторе.

Применение методов цифровой обработки сигналов делает процесс регулирования периметра резонатора лазерного гироскопа более точным и гибким.

Тенденция развития цифровых схем регулирования периметра резонатора предполагает использование методов цифровой алгоритмической компенсации.

Библиографический список

1. Кузнецов А.Г., Молчанов А.В., Чиркин М.В., Измайлов Е.А. Прецизионный лазерный гироскоп для автономной инерциальной навигации// Квантовая электроника. – 2015. – Т. 45, № 1. – С. 78-88.
2. Голяева Ю.Д., Запотылько Н.Р., Недзвецкая А.А., Синельщиков А.О., Тихменев Н.В. Лазерные гироскопы с увеличенным временем непрерывной работы// Датчики и системы. – 2011. – №11. – С. 49-51.
3. Виноградов А.Н., Вотинов Ю.Ю., Матвеев Е.В. Термоупругие модели многослойного пьезопривода наноперемещений в лазерном гироскопе.// Труды 2-й всероссийской научной школы для молодежи «Концентрированные потоки энергии в индустрии наносистем, материалов и живых систем»: Сб. научных трудов. – М.: МИЭМ, 2009. – С. 109-119.
4. Запотылько Н.Р., Катков А.А., Недзвецкая А.А. Пьезокорректор для компенсации тепловых вариаций длины оптического пути резонатора лазерного гироскопа// Оптический журнал. – 2011. – №10(78). – С. 10-12.
5. Бужинский И.М., Жуковец Ж.Г. Исследование теплового расширения ситаллов на лазерном dilatометре в интервале температур -60 до +80 °C// Метрология. – 1986. – №9. – С. 38-42.
6. Климаков В.В. Интенсификация теплообмена в инерциальных навигационных системах на лазерных гироскопах: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: 05.11.14 – РГРТУ – Рязань, 2014. – С. 34-35.
7. Бычков С.И., Лукьянов Д.П., Бакаляр А.И. Лазерный гироскоп. М., – М.: «Советское радио», 1975. – 251 с.
8. Запотылько Н.Р., Недзвецкая А.А. Пьезокорректоры наноперемещений для прецизионного управления периметром лазерных гироскопов [Электронный ресурс]// Труды X межвузовской научной школы молодых специалистов «Концентрированные потоки энергии в космической технике, электронике, экологии и медицине» 24-25 ноября 2009 г. – http://nuclphys.sinp.msu.ru/school/s09/09_11.pdf.
9. Bo H.G. Ljung, Charles J. Williams. Pathlength controller for a ring laser gyroscope. U.S. Patent, No. 4267478, Int. Cl. H01L 41/08, May 12, 1981.
10. Bo H.G. Ljung, Hyman Cohen. Pathlength controller for ring laser gyroscope. U.S. Patent, No. 4561780, Int. Cl. G01C 19/64, Dec. 31, 1985.
11. Bo H.G. Ljung. Pathlength controller for a ring laser gyroscope. U.S. Patent, No. 4320974, Int. Cl. G01C 19/64, Mar. 23, 1982.
12. Thomas J. Hutchings. Pathlength adjuster for ring laser gyro. U.S. Patent, No. 4715713, Int. Cl. G01C 19/64, Dec. 29, 1987.
13. Robert D. Curby, Rodney W. Benoist, Masao Yashimoto. Pathlength controller for ring laser gyroscope. U.S. Patent, No. 4740083, Int. Cl. G01C 19/64, Apr. 26, 1988.
14. Daniel Tazartes, John Mark, Albert V. Scappaticci, Michael W. Denice. System and method for providing cavity length control of a ring laser gyroscope. U.S. Patent, No. 6424419 B1, Int. Cl. G01C 19/66, Jul. 23, 2002.
15. Кижаяев О.В., Мишин В.Ю., Морозов Д.А. Система стабилизации периметра резонатора кольцевого лазера (тезисы докладов научной конференции)// Сборник трудов Международной научно-технической конференции «Современные технологии в науке и образовании». Рязань, 1-3 марта, 2017. – С. 253-257.

УДК 681.586.2; ГРНТИ 50.09.97

МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕХАНИЧЕСКОЙ ЧАСТИ ВИБРОЧАСТОТНОЙ ПОДСТАВКИ ЛАЗЕРНОГО ГИРОСКОПА

Д.С. Шурмин, В.В. Климаков, В.Ю. Мишин, А.Е. Серебряков, А.Д. Астанкович

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,

Российская Федерация, Рязань, v.klimakov@mail.ru, sea89@yandex.ru

Аннотация. В данной работе проводится сравнение резонансных характеристик виброчастотной подставки в зависимости от конструкции ее механической части: виброподвеса и геометрии корпуса лазерного гироскопа.

Ключевые слова: лазерный гироскоп, виброчастотная подставка, моделирование, Comsol

MECHANICAL DITHER MODELING OF THE LASER GYRO

D.S.Shurmin, V.V. Klimakov, V.Yu. Mishin, A.E. Serebryakov, A.D. Astankovich

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,

Russia, Ryazan, v.klimakov@mail.ru, sea89@yandex.ru

The summary. In this paper, we compare the resonance characteristics of a mechanical dither depending on the design of its mechanical part: piezoelectric motor (dither) and the geometry of the laser gyro casing.

Keywords: laser gyro, mechanical dither, modeling, Comsol

Лазерный гироскоп это инерциальный датчик, который состоит из: кольцевого гелий-неонового лазера и сервисной электроники, обеспечивающей его работу. Кольцевой лазер генерирует два оптических пучка, распространяющихся во встречных направлениях внутри резонатора, образованного четырьмя зеркалами, одно из которых со смесительной призмой. Вращение гироскопа изменяет разность фаз встречных лазерных пучков, что сопровождается перемещением интерференционной картины на смесительной призме. Рассеяние лазерных пучков шероховатостями на поверхностях зеркал создает слабую связь (синхронизацию встречных волн), которая приводит к нечувствительности лазерного гироскопа к вращению при малых угловых скоростях. Одним из способов для устранения данного эффекта является применение механической вибрационной частотной подставки, амплитуда которой промодулирована по случайному закону. Такой подход позволяет устранить явление синхронизации встречных волн, однако ошумление приводит к появлению случайной ошибки в выходном сигнале кольцевого лазера.[1,2]

Для создания вибрационной частотной подставки используется электромеханическая система состоящая из виброподвеса и электронной схемы управления (например в виде отдельной платы).[3] Виброподвес служит пьезодвигателем заставляющим совершать гармонические механические колебания кольцевой лазер относительно корпуса лазерного гироскопа с собственной резонансной частотой при достаточно высокой добротности всей колебательной системы. Конструкция виброподвеса позволяет реализовать автоколебательный режим виброчастотной подставки.[3] В качестве сигнала обратной связи для контроля и управления механическими колебаниями кольцевого лазера используется сигнал, снимаемый с пьезоэлектрической пластины, закрепленной на одной из лопастей виброподвеса.

Цель представленной работы: определить влияние геометрии механической части виброподвеса и корпуса лазерного гироскопа на резонансные характеристики колебательной системы кольцевой лазер—виброподвес—корпус.

Поставленная цель достигается путем анализа и численного моделирования методом конечных элементов конструкций виброподвесов и корпусов лазерных гироскопов.

Конструкция механической части колебательной системы лазерного гироскопа. Геометрия расчетной модели

Виброподвес представляет собой единую металлический конструкцию в форме цилиндра с восемью пластинами (лопастями), выполненную из инвара (рис.1 а). На каждой пластине крепятся по два пьезоэлемента. Они изменяют свои размеры под действием напряжения, тем самым изгибая лопасти виброподвеса и заставляя его колебаться. Корпус кольцевого лазера, периметром 28 см, закреплен через стальное переходное кольцо с виброподвесом, который жестко зафиксирован в корпусе лазерного гироскопа. Материал корпуса кольцевого лазера ситалл СО-115М, катод сделан из алюминия, аноды из меди, корпус гироскопа из диалюминового сплава Д16Т.

Исследование влияния формы и размеров механической части виброподвеса и корпуса лазерного гироскопа на резонансные характеристики выполнено в среде мультифизического моделирования COMSOL Multiphysics. Геометрия расчетной модели создана в программном пакете SolidWorks. В модель внесен ряд упрощений: ликвидированы скругления, фаски, зазоры и мелкие элементы узлов (рис.1 в).

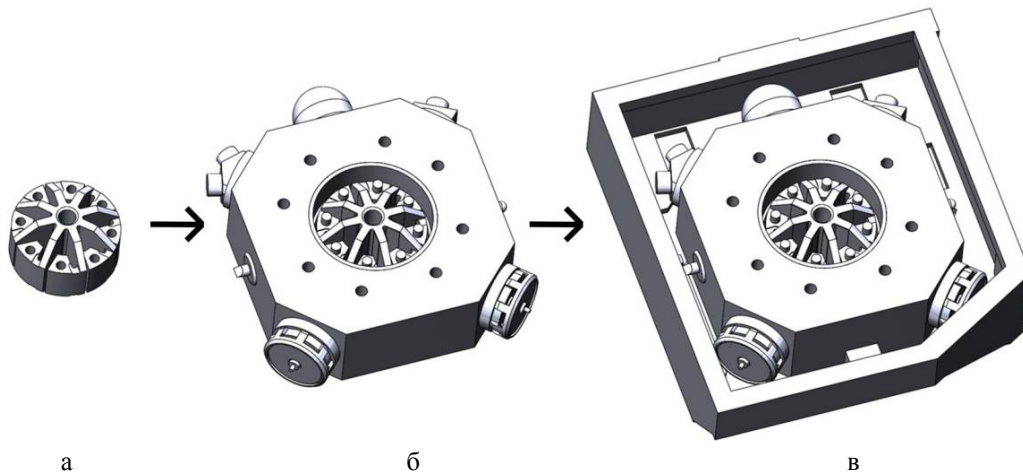


Рис. 1. Геометрическая модель лазерного гироскопа, упрощенная для расчета:

а- виброподвес, б- кольцевой лазер с виброподвесом, в- лазерный гироскоп (верхняя крышка корпуса скрыта)

В качестве расчетной геометрии были выбраны две формы конструкции корпуса лазерного гироскопа показанные на рис.2. Зависимость резонансной частоты от геометрии виброподвеса исследовалось при следующих параметрах и форме лопастей виброподвеса (рис.3). В качестве изменяемых параметров рассматривались: диаметр внутреннего отверстия $d3$, внутренний $d1$ и внешний размер лопасти $d2$.

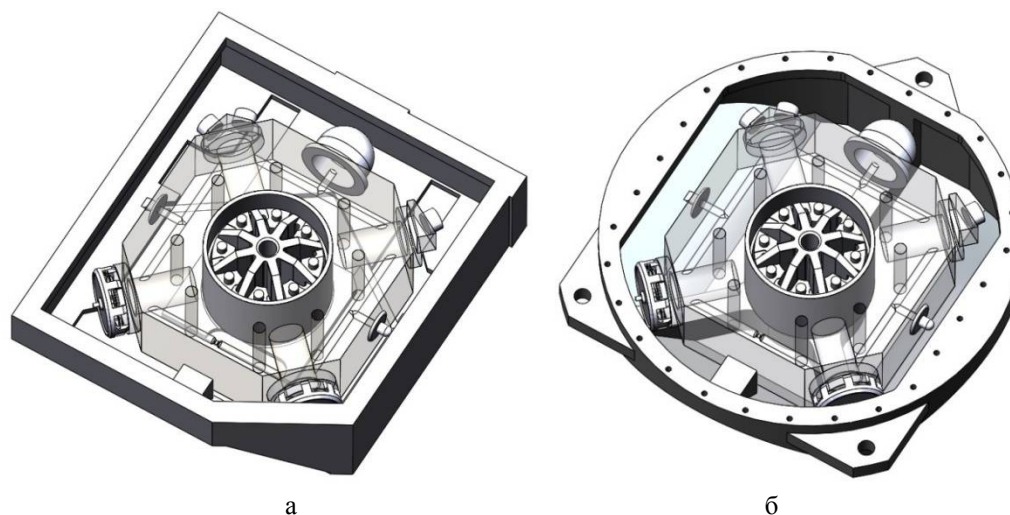


Рис. 2. Варианты геометрии расчетной модели в двух исполнениях корпуса лазерного гироскопа (а,б)
(верхняя крышка корпуса скрыта)

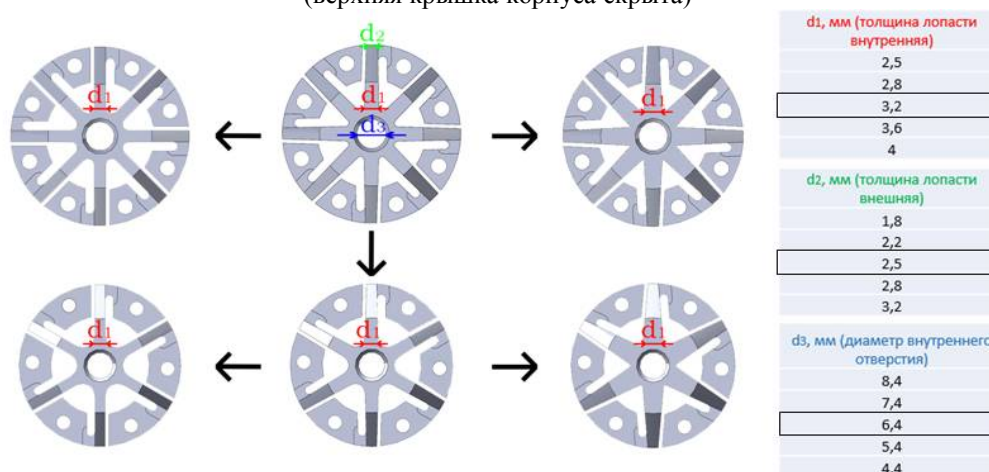


Рис. 3. Изменение исследуемой геометрии лопасти на 8 и 6-ти лопастном виброподвесе
(в таблице выделены параметры базовой геометрии)

Для моделирования резонансной частоты в качестве граничного условия задавалась жесткая связь виброподвеса за счет винтов с корпусом лазерного гироскопа и переходным кольцом кольцевого лазера. Закрепление переходного кольца относительно корпуса кольцевого лазера также принято с помощью условия жесткой связи.

Рабочее пространство модели разбивалось на конечные элементы. На рис. 4 представлен результат применения триангуляции для трехмерной модели лазерного гироскопа вместе со всеми узлами и элементами в двух исполнениях внешнего корпуса. Характер применяемой сетки адаптивный, что повышает точность решения для сложных геометрических областей.

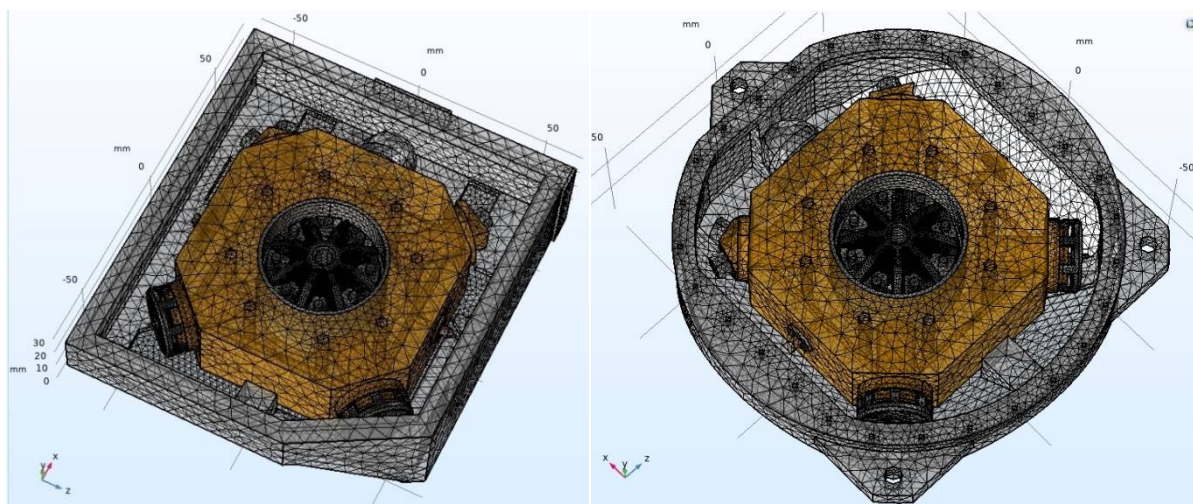


Рис. 4. Конечно-элементная аппроксимации трехмерных моделей для двух вариантов исполнения корпуса лазерного гироскопа

При выборе размеров конечных элементов необходимо всегда помнить, что погрешность вычислений снижается при уменьшении их размеров, но полностью она не исчезает. Дальнейшее уменьшение размеров не приводит к ощутимому увеличению точности, однако время расчёта экспоненциально возрастает. Более мелкая сетка особенно важна там, где есть изменения напряжений и деформаций (они изменяются на порядок), в местах стыка, у отверстий, в углах и в зонах контакта. Крупная сетка может использоваться в областях постоянного напряжения или зонах, которые не интересуют пользователя.[4]

Оценка влияния размеров конечных элементов на точность расчета резонансной частоты проводилось при следующих параметрах сетки приведенных в таблице на рис.5.

Результаты исследования показали изменение резонансной частоты на 1,2% при уменьшении минимального размера конечного элемента в 50 раз, а максимального 16 раз. Для дальнейших расчетов была выбрана сетка с минимальными параметрами конечных элементов.

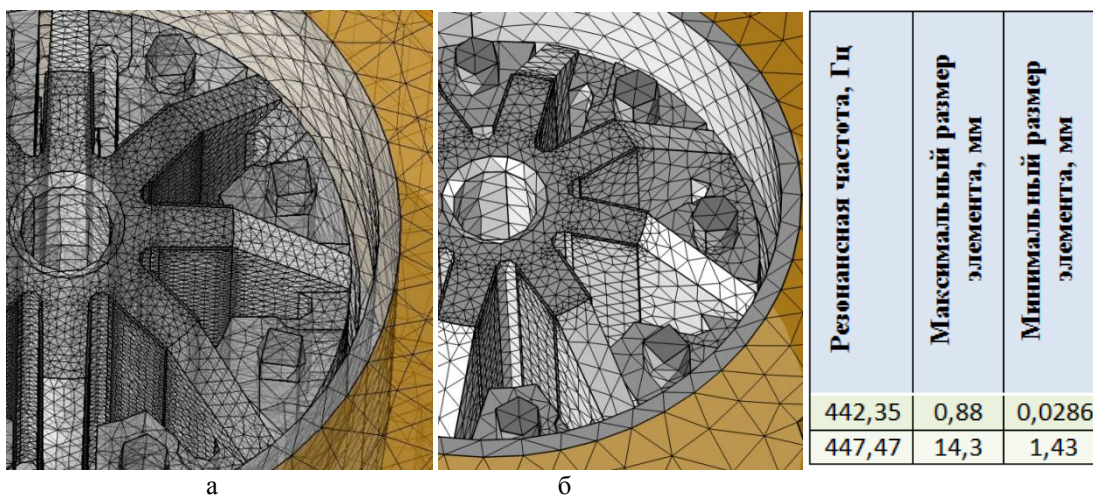


Рис. 5. Результаты исследований влияния размеров сетки на расчет резонансной частоты для двух крайних вариантов ее конечно-элементной аппроксимации:
а- первая строка таблицы, б- вторая строка таблицы

Результаты моделирования

В результате проведенного моделирования определена зависимость резонансной частоты от параметров виброподвеса рис.6.

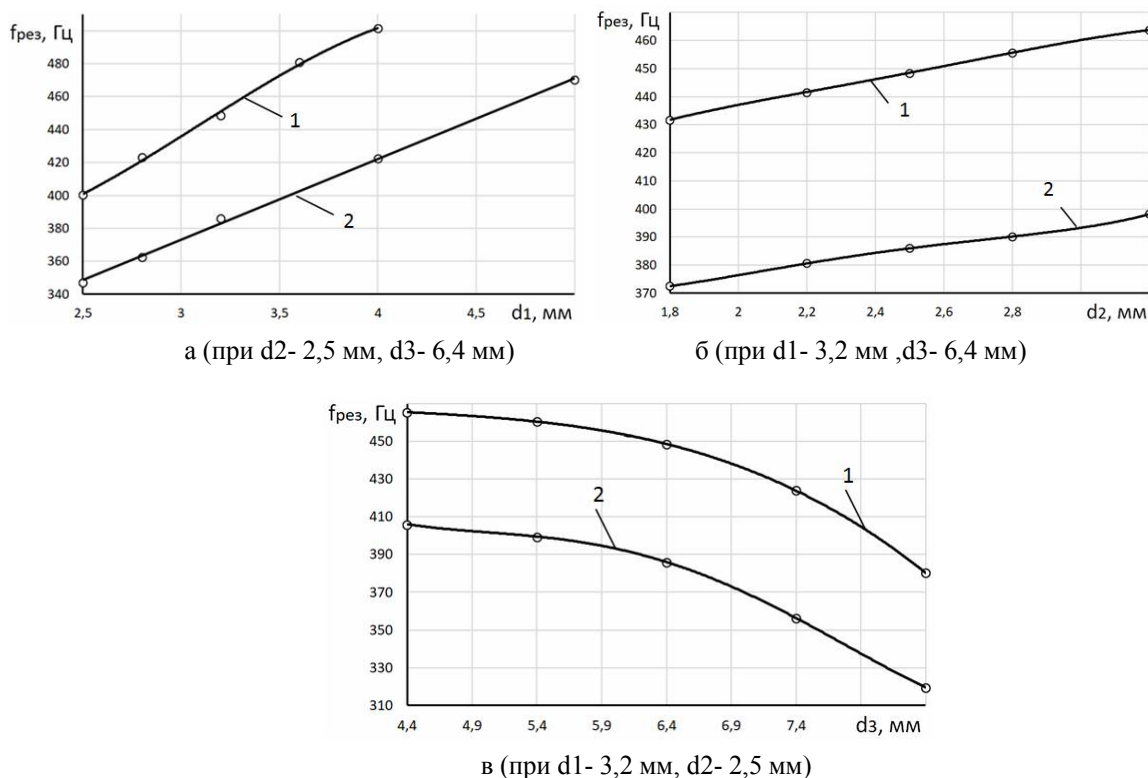


Рис 6. Зависимости резонансной частоты от параметров лопасти (внутренний d_1 и внешний размер лопасти d_2 , диаметр внутреннего отверстия d_3) для двух вариантов исполнения виброподвеса лазерного гироскопа: 1- 8 лопастей, 2- 6 лопастей

Изменение внутренней толщины лопасти (рис.6 а) виброподвеса позволяет обеспечить максимальный диапазон выбора резонансной частоты порядка 100-120 Гц. Изменение внешней толщины лопасти (рис.6 б) и внутреннего диаметра отверстия (рис.6 в) обеспечивает диапазон выбора резонансных частот в 30 и 80 Гц.

Изменение формы внешнего корпуса лазерного гироскопа также влияет на резонансную частоту. На рис.7 приведены результаты расчета резонансных частот для двух вариантов исполнения корпуса лазерного гироскопа при базовой форме виброподвеса (рассчитанные значения резонансной частоты 448,53 и 436,76 Гц). Изменение резонансной частоты колебательной системы за счет формы внешнего корпуса лазерного гироскопа составляет 2,6%.

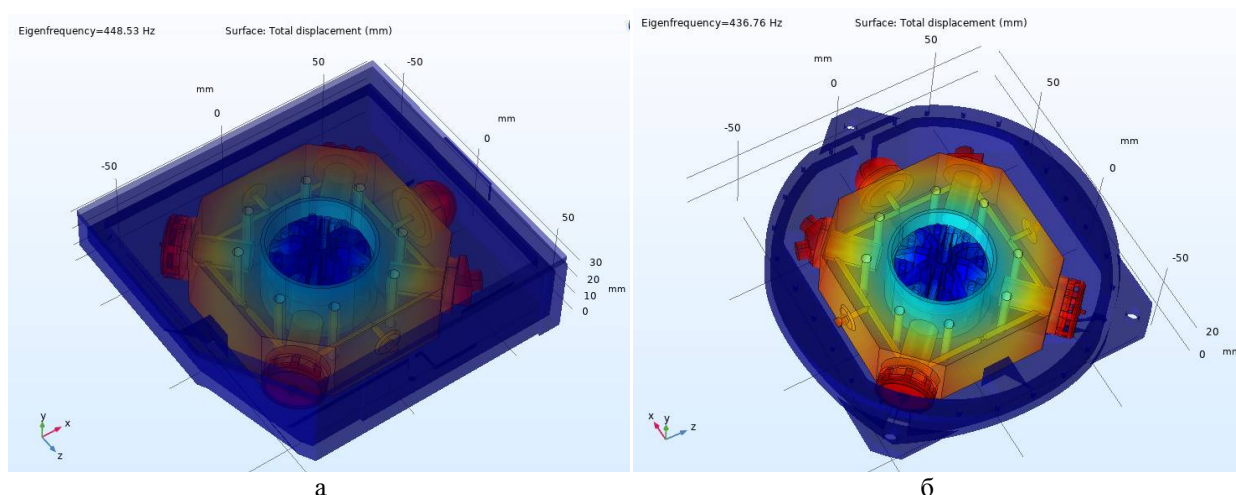


Рис. 7. Результаты визуализации расчета резонансной частоты для двух вариантов исполнения корпуса лазерного гироскопа (расчеты выполнены для базовых параметров формы виброподвеса):
 а - резонансная частота 448,53 Гц при исполнении корпуса в виде параллелепипеда;
 б - резонансная частота 436,76 Гц при полусферическом исполнении корпуса

Выводы

Построена математическая модель и проведено численное моделирование влияния геометрии виброподвеса на резонансные характеристики колебательной системы лазерного гироскопа.

Результаты моделирования позволяют сделать следующие выводы:

- при заданной форме виброподвеса изменение внутренней толщины лопасти позволяет обеспечить максимальный диапазон выбора резонансной частоты колебательной системы;
- при заданной форме виброподвеса изменение количества его лопастей с 8 до 6 позволяет изменить резонансную частоту в среднем на 57 Гц;
- для выбранных форм конструкций внешнего корпуса лазерного гироскопа изменение резонансной частоты колебательной системы составляет 2,6%;

Библиографический список

1. Галкин В.И. Перспективные гироскопы летательных аппаратов и их производство. - М.: МАТИ, 2005. 151 с.
2. Дао Н.Х., Климаков В.В. Механизмы неустойчивости "сдвига нуля" лазерного гироскопа // В сборнике: Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2017 сборник трудов II Международной научно-технической и научно-методической конференции: в 8 т.. Рязанский государственный радиотехнический университет. 2017. С. 262-265.
3. Зимин В.С., Мишин В.Ю., Морозов Д.А. Особенности функционирования вибрационной частотной подставки в триаде лазерных гироскопов // В сборнике: Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2017 сборник трудов II Международной научно-технической и научно-методической конференции: в 8 т.. Рязанский государственный радиотехнический университет. 2017. С. 249-253.
4. Бате К., Вилсон Е. Численные методы анализа и метод конечных элементов / Пер. с англ. А. С. Алексеева и др.; Под ред. А. Ф. Смирнова. - М.: Стройиздат, 1982 - 448 с., ил. - Перевод изд.: Numerical methods in finite element analysis / K.-J. Bathe, E.L. Wilson (1976).

СЕКЦИЯ «ФИЗИКА ПОЛУПРОВОДНИКОВ, МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»

УДК 53.084.6, 53.084.872-876; ГРНТИ 29.19.31

ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ИСПЫТАНИЯ НАДЕЖНОСТИ МАГНИТОУПРАВЛЯЕМЫХ КОНТАКТОВ

Д.С. Логинов, В.Г. Литвинов, Т.А. Холомина, Н.Б. Рыбин

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина.
Россия, Рязань, skoobel@gmail.com*

Аннотация. Разработаны методика и техническая реализация испытаний герконов (реле с магнитными контактами) в различных режимах. Рассмотрены преимущества использования микроконтроллеров в тестовом устройстве.

Ключевые слова: магнитный контакт, низкочастотный шум, шумовая спектроскопия, автоматизация, измерительная установка.

TECHNICAL IMPLEMENTATION OF A MAGNETIC CONTACT RELIABILITY TEST METHOD

D.S. Loginov, V.G. Litvinov, T.A. Kholomina, N.B. Rybin

*Ryazan State Radioengineering University,
Russia, Ryazan, skoobel@gmail.com*

Abstract. In this paper the technical implementation of the test method for reed switches (relays with magnetic contacts) in various modes was considered. The advantage of using microcontrollers in the test device is shown.

Keywords: magnetic contact, low-frequency noise, noise spectroscopy, automation, measuring installation.

Введение

Одной из важнейших проблем производства изделий электроники является повышение воспроизводимости и стабильности параметров выпускаемых приборов. Большая часть элементной базы современной электроники имеет различные типы контактов. Исследование свойств этих контактов является важной задачей при разработке различных устройств.

Воспроизводимость и стабильность могут быть достигнуты за счет принятия целого ряда мер, реализуемых как при разработке теоретических основ эксплуатации устройств, так и технологии их изготовления. Они основаны на применении научно обоснованных конструктивных и технологических решений и надежных методов контроля параметров материалов.

В современных устройствах используют материалы и элементы, которые имеют некоторые структурные недостатки. Различные дефекты приводят к ухудшению параметров элементов. Одним из наиболее чувствительных и надежных методов диагностики электронных материалов и конструкций является спектроскопия низкочастотного (НЧ) шума (LFN) [1-3]. Особенности выборок спектров НЧ шума, а также изучение влияния различных внешних факторов на спектральную плотность мощности (СПМ) шума, во многих случаях позволяют определить характер шума, тип дефектов и дать прогноз надежности.

Постановка задачи

Исследование НЧ шумовых характеристик магнитоуправляемых контактов с целью прогнозирования их надежности проведено по следующему плану: изначально выполнены измерения СПМ НЧ шума исходных образцов и математическая обработка результатов. За-

тем с помощью разработанной методики обеспечен искусственный износ контактов путем многократной коммутации при различных режимах электрической нагрузки. Завершающей стадией исследования явилось измерение СПМ НЧ шума магнитных контактов, подвергнутых многократной коммутации, математическая обработка результатов и исследование материала контактов при помощи растровой электронной микроскопии (РЭМ).

Исследование СПМ НЧ шума исходных образцов

Для изучения параметров контактов, был поставлен эксперимент по изучению спектров НЧ шума партии герконов МКА-14103. В таблице 1 приведены основные параметры опытных образцов.

Таблица 1. Параметры герконов МКА-14103

№	$F_{ср}$, А	R_r , Ом	$F_{от}$, А	$U_{пр}$, В	Примечание
1	12	0,08	7	275	К/д (подложка)-Ni (52 вес.%) -Fe; с покрытием Au-Ru.
2	13	0,08	7	265	К/д (подложка)-Ni (52 вес.%) -Fe; с покрытием Au-Ru.
3	14	0,08	8	285	К/д (подложка)-Ni (52 вес.%) -Fe; с покрытием Au-Ru.
4	12	0,08	7	275	К/д (подложка)-Ni (52 вес.%) -Fe; с покрытием Au-Ru.
5	12	0,08	7	260	К/д (подложка)-Ni (52 вес.%) -Fe; с покрытием Au-Ru.
6	14	0,11	7	300	К/д (подложка)- Ni (52 вес.%) -Fe.
7	13	0,11	7	290	К/д (подложка)- Ni (52 вес.%) -Fe.
8	15	0,16	6	305	К/д (подложка)- Ni (52 вес.%) -Fe.
9	13	0,12	5	285	К/д (подложка)- Ni (52 вес.%) -Fe.
10	14	0,15	6	300	К/д (подложка)- Ni (52 вес.%) -Fe.

где $F_{ср}$ – сила срабатывания; R_r – сопротивление контактов; $F_{от}$ – сила отталкивания; $U_{пр}$ – напряжение пробоя.

Сила срабатывания – нижнее предельно допустимое значение магнитодвижущей силы управляющего магнитного поля, вызывающей срабатывание магнитоуправляемого контакта. Сила отпускания — значение, при котором происходит размыкание контактов геркона [2].

Исследования проводились при помощи автоматизированного комплекса для исследования спектров НЧ шума и коммутационно-усилительного блока, задающего необходимую величину коэффициента усиления. Структурная схема измерительного комплекса представлена на рисунке 1.

Измерения СПМ образцов проводились с использованием малошумящего предварительного усилителя, адаптированного для исследования низкоомных образцов при коэффициенте усиления в диапазоне 10 – 1000 и с напряжением смещения, равным 1,5 В. Этот режим работы обеспечивал необходимую чувствительность установки, что позволило получить качественные данные распределения СПМ шума. Режим работы подбирался экспериментально по виду зависимости СПМ шума [3].

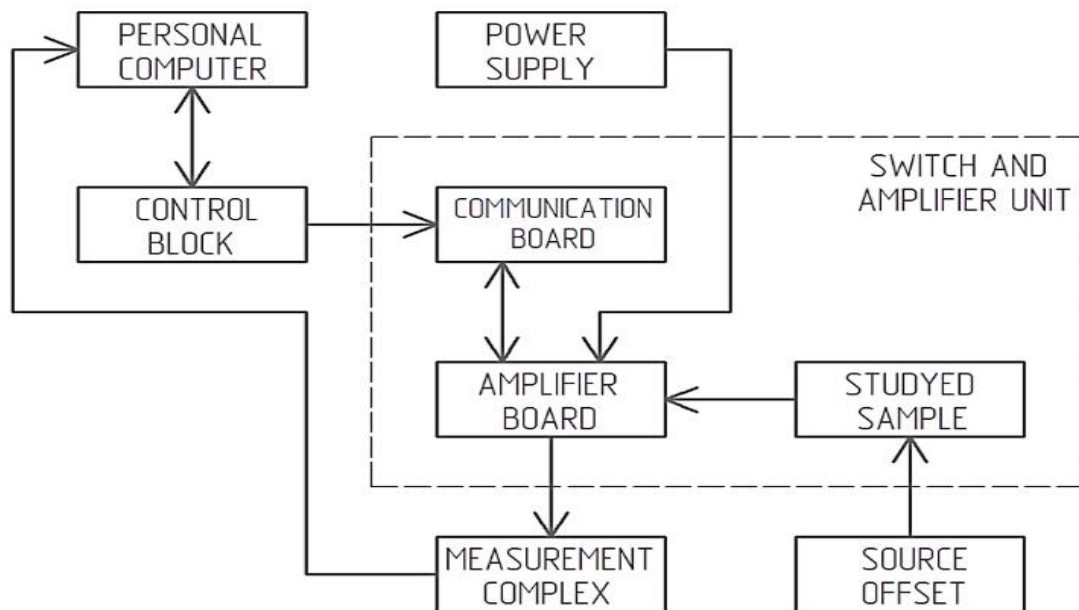


Рис. 1. Структурная схема измерительного комплекса

Методика коммутационных испытаний (износа) контактов

Старение путем многократного (от 2000 до 10000 раз) включения и выключения реле обеспечивалось устройством (рис. 2), которое позволяло замыкать контакты геркона с частотой до 40 Гц, постоянным током $I = 0,5$ А и напряжением на нагрузке $U = 5$ В.

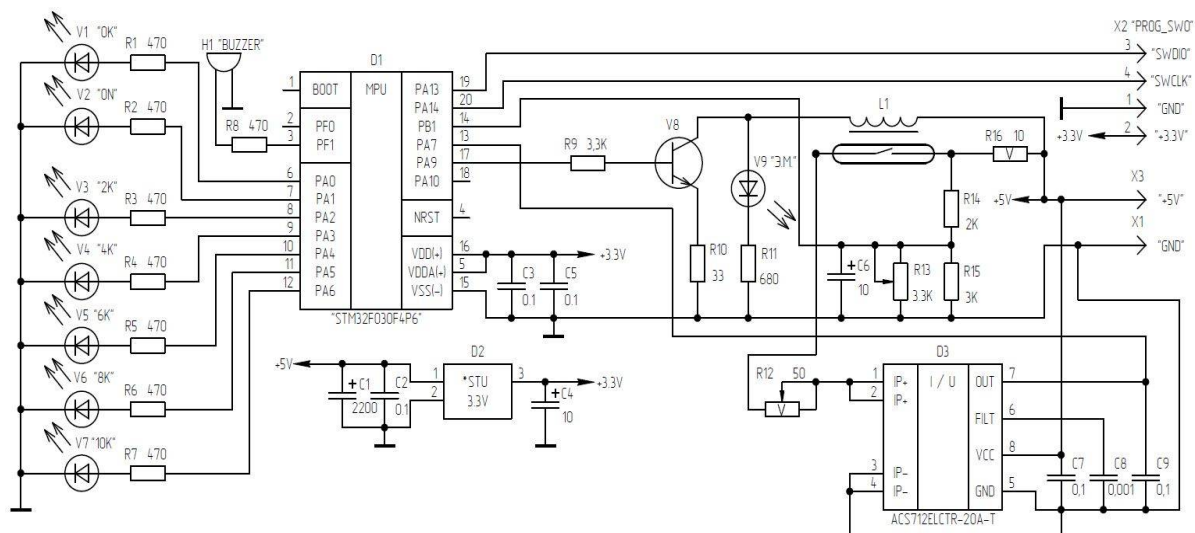


Рис. 2. Принципиальная схема устройства коммутации магнитоуправляемого контакта

В схеме, показанной на рисунке 2, соленоид L1 подбирается, исходя из магнитной чувствительности исследуемых контактов для обеспечения оптимального магнитного поля для их замыкания. С помощью резистора R15 можно обеспечить нужную величину тока, проходящего через замкнутые магнитные контакты для обеспечения оптимального режима испытаний. Благодаря переменному резистору R12 реализована возможность изменения количества замыканий контактов. В данном случае диапазон срабатываний варьировался от 2000 до 10000, однако диапазон перестройки составляет от 1 до 10^6 циклов. С помощью светодиода V9 можно наблюдать за образованием магнитного поля на частотах замыкания ниже

25 Гц. Светодиоды V3-V7 сигнализируют о количестве зафиксированных замыканий контактов, с помощью чего можно регулировать ход процесса замыкания контактов. При успешном окончании заданного цикла замыканий контактов, раздается прерывистый звуковой сигнал, и загорается индикатор V9 (ОК).

Разработанное устройство создано на основе микроконтроллера STM32F030F4P6, который позволяет реализовать любой цикл замыкания контактов. К достоинствам данного микроконтроллера можно отнести малое энергопотребление в полнофункциональном режиме: ток потребления составляет 0,5 мА/МГц (или 36 мА при 72 МГц и комнатной температуре). Выполнение программы из оперативной памяти микроконтроллера не только позволяет достичь максимальной производительности, но и экономит более чем в два раза электроэнергию (14,4 мА при 72 МГц). Также выбор обусловливается высокой производительностью – порядка 1,25 DMIPS/МГц, достигающей 90 DMIPS на 72 МГц, при этом ядро Cortex M3 имеет встроенные механизмы экономии. Микроконтроллеры семейства STM32 имеют обширный список внешних интерфейсов, что создает возможность дополнительной модернизации устройства и его управление с ПК. Это позволяет достичь полной автоматизации процессов измерения и автоматической настройки параметров режима исследования, предоставляя такой тип управления, при котором возможно достижение более точных результатов измерений.

В настоящей работе разработано и испытано устройство для искусственного старения магнитных контактов при различных вариациях количества и частоты циклов включения-выключения и величины тока, проходящего через замкнутые контакты.

Измерение СПМ НЧ шума контактов после коммутационных испытаний

После выполнения различных циклов коммутации (старения) магнитных контактов были проведены измерения СПМ НЧ шума. Параметры, характеризующие СПМ исследованных герконов, представлены в таблице 2, а типичные спектры шума - на рисунке 3.

Таблица 2. Параметры НЧ шума на частоте 1 Гц

№ образца	СПМ, В ² /Гц	β	Кол-во замыканий	S _к , мкм ²	S _а , мкм ²	СПМ, В ² /Гц	β
	Исходные		После коммутационных испытаний				
1	$5,64 \cdot 10^{-9}$	1,02	10000	10,47	9,6	$1,42 \cdot 10^{-8}$	2,07
2	$1,78 \cdot 10^{-7}$	0,65	2000	5,75	6,76	$3,68 \cdot 10^{-8}$	1,72
3	$7,93 \cdot 10^{-9}$	0,31	2000	4,79	4,62	$1,93 \cdot 10^{-8}$	0,37
4	$3,21 \cdot 10^{-8}$	1,21	4000	—	—	$2,94 \cdot 10^{-6}$	1,58
5	$1,97 \cdot 10^{-8}$	1,23	2000	5,87	5,45	$8,53 \cdot 10^{-8}$	1,34
6	$3,27 \cdot 10^{-8}$	0,54	10000	16,58	17,74	$5,76 \cdot 10^{-8}$	1,09
7	$2,93 \cdot 10^{-9}$	2,02	4000	11,67	10,77	$2,21 \cdot 10^{-7}$	1,53
8	$5,64 \cdot 10^{-9}$	1,83	4000	6,81	6,22	$1,91 \cdot 10^{-8}$	1,27
9	$6,52 \cdot 10^{-9}$	1,04	10000	4,24	3,72	$1,83 \cdot 10^{-8}$	1,48
10	$1,28 \cdot 10^{-8}$	1,58	-				

В таблице: СПМ – значение, измеренное на частоте 1 Гц; β – показатель степени обратной частоты при линейной аппроксимации начального участка спектра; S_к, S_а – площади пятен контактов на катоде и аноде, соответственно, полученные и измеренные с помощью РЭМ.

По величине СПМ, представленной в таблице 2, можно видеть, что электроды герконов, покрытые благородными металлами, имеют более низкие значения шума, чем образцы, покрытые железом. Амплитуда СПМ этих образцов отличаются более чем на порядок вели-

чины. Значение СПМ низкочастотного шума коррелирует с развитостью (дефектностью) поверхности образцов в соответствии с моделью вакансий Г.П. Жигальского [4].

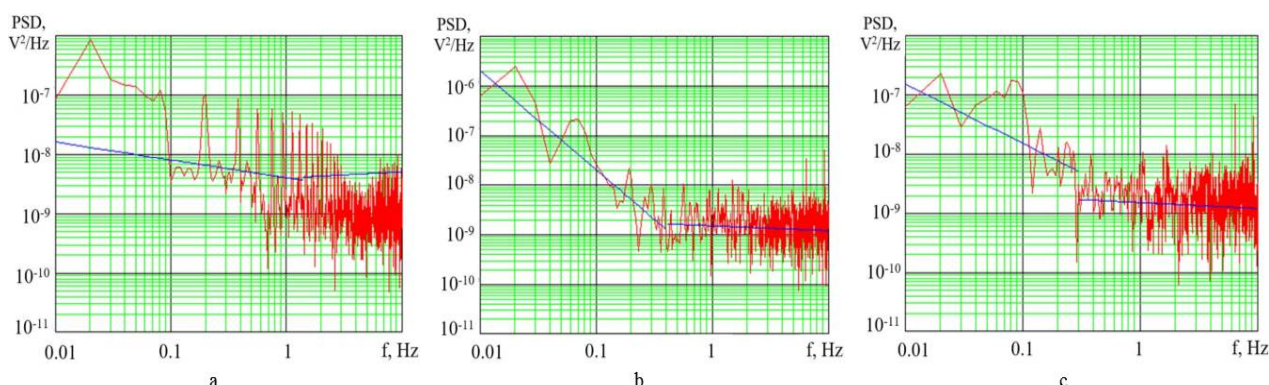


Рис. 3. Спектры низкочастотного шума исходных образцов а - 3, б - 7 и с - 9 из партии № 2 соответственно и аппроксимация спектров методом линейной регрессии

Особый интерес представляет начальный участок спектра в диапазоне 0,01 – 1 Гц, на котором проявляется шум типа $1/f^\beta$. Степень β по данным разных авторов [4] находится в диапазоне от 0,6 до 2,5, и по ней можно судить о природе НЧ шума. Для определения β полученные экспериментальные данные аппроксимировались с помощью метода линейной регрессии. Значения β изменялись для разных образцов от 0,4 до 1,6.

Для каждого измеренного образца была исследована поверхность при помощи РЭМ (рисунки 4-6). Исследование поверхности позволило связать изменения СПМ с различной площадью контактных пятен анода и катода. Площадь контактных пятен анода и катода существенно возрастает при увеличении количества импульсов замыкания – размыкания (табл. 2, рисунки 4-6).

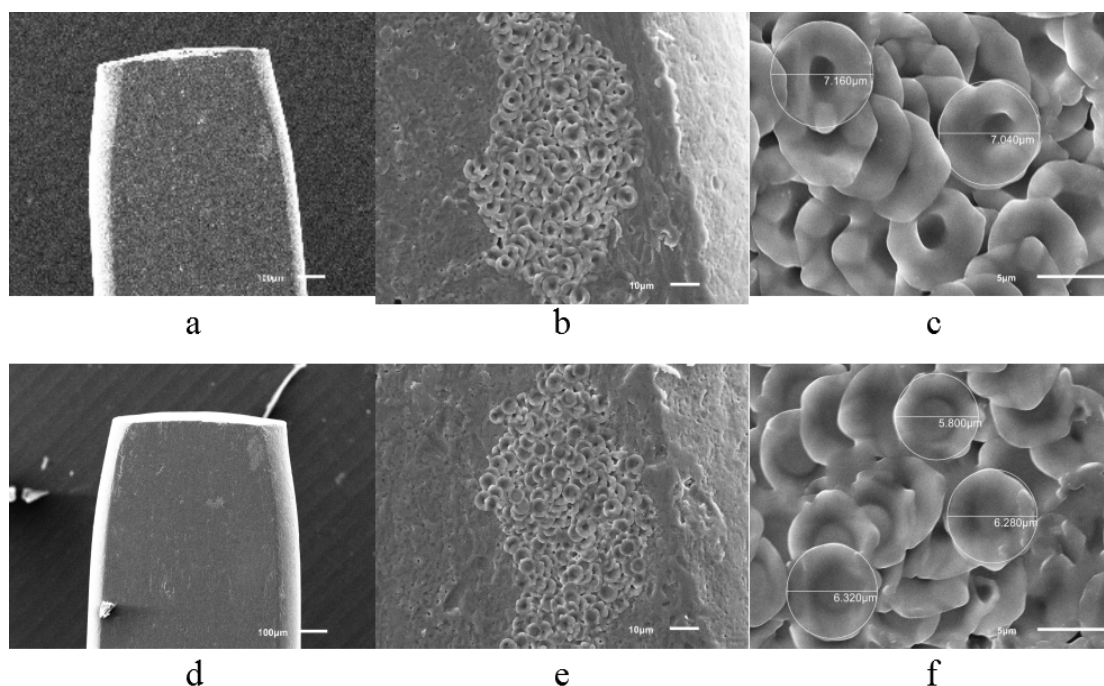


Рис. 4. РЭМ-изображения катода и анода образца № 3 партии № 2
(а-общий вид катода, б-катодные артефакты пятна контакта,
с-диаметры наростов пятна контакта катода, д- общий вид анода, е-анодные артефакты пятна контакта,
ф-диаметры наростов пятна контакта анода)

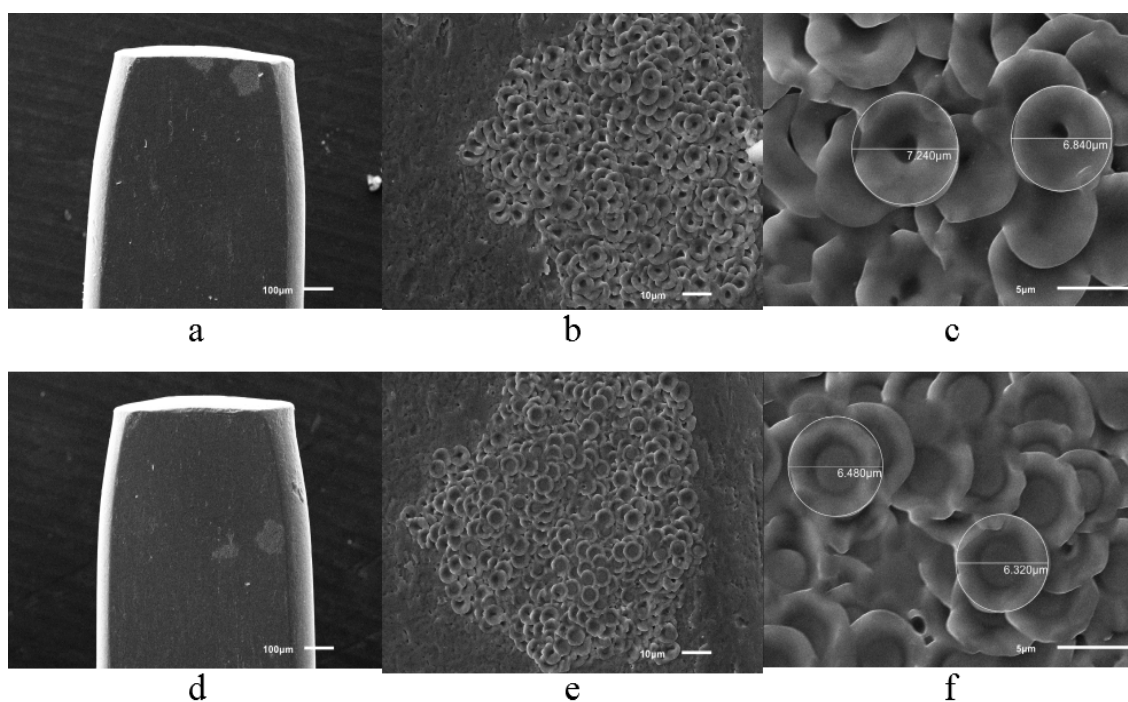


Рис. 5. РЭМ-изображения катода и анода образца № 7 партии № 2
(а – общий вид катода, б – катодные артефакты пятна контакта,
с – диаметры наростов пятна контакта катода, d – общий вид анода,
е – анодные артефакты пятна контакта, f – диаметры наростов пятна контакта анода)

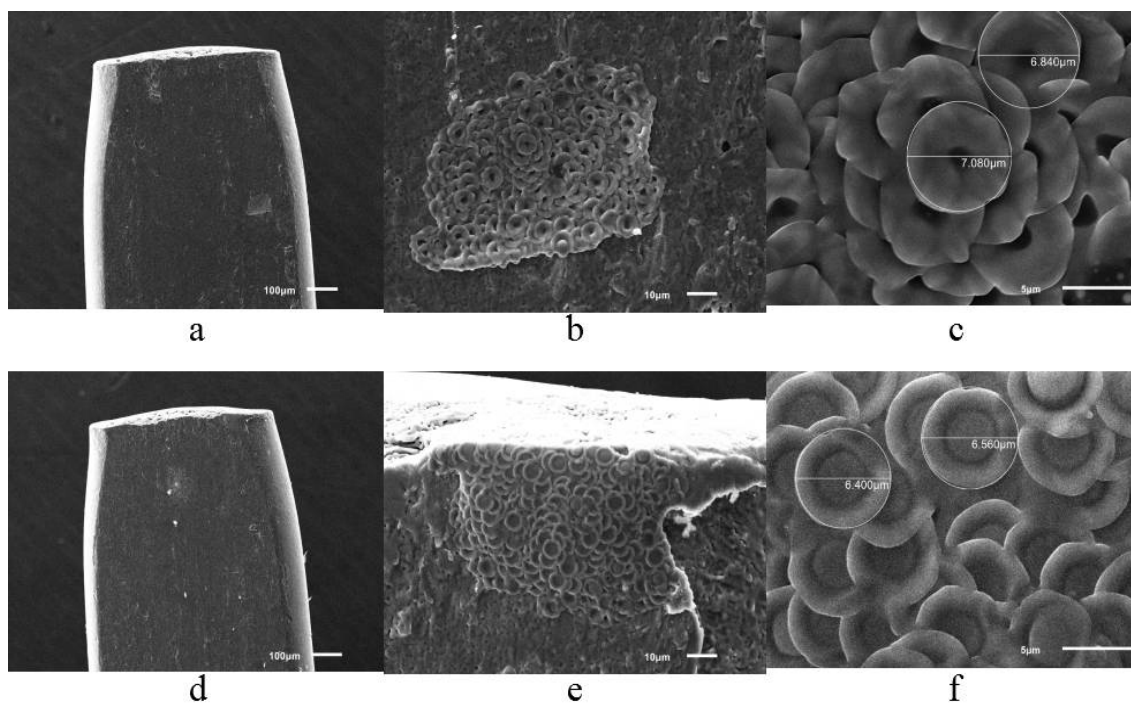


Рис. 6. РЭМ-изображения катода и анода образца № 9 партии № 2
(а – общий вид катода, б – катодные артефакты пятна контакта,
с – диаметры наростов пятна контакта катода, d – общий вид анода,
е – анодные артефакты пятна контакта, f – диаметры наростов пятна контакта анода)

Интересно отметить, что после коммутационных испытаний на покрытиях контактов появились выросты разной величины, имеющие округлую форму с отверстием внутри.

Площади катодного и анодного контактных пятен для конкретных образцов приблизительно совпадают. Одинаковое количество импульсов, поданных на образцы реле при испытаниях, соответствует примерно одинаковой площади контактных пятен.

Таким образом, разработана методика и технически реализована экспериментальная установка испытания надежности магнитных контактов. Благодаря разработанному устройству для циклической коммутации магнитных контактов, удалось проверить влияние количества срабатываний геркона в различных режимах на СПМ НЧ шума. Результаты, полученные в работе, указывают на связь между параметрами магнитных контактов с различными покрытиями, технологическими режимами их формирования, характеристиками спектров НЧ шума и структурой поверхности образцов. Разработанная методика, основанная на спектроскопии НЧ шума, может служить в качестве инструмента для диагностики и прогнозирования надежности магнитных контактов.

Библиографический список

1. Куликов Е.И. Методы измерения случайных процессов. М.: Радио и связь. – 1986. – 272 с.
2. Соколик С.А., Гуляев А.М., Мирошникова И.Н. Совершенствование установки для исследования низкочастотного шума полупроводниковых приборов и структур // Измерительная техника. – 1997. – № 1. – С. 57-61.
3. Холомина Т.А., Кострюков С.А., Литвинов В.Г., Ермачихин А.В. Спектроскопия низкочастотных шумов полупроводниковых приборов // Датчики и системы. – 2013. – №5. – С. 15-20.
4. Zhigal'skii G.P., Kholomina T.A. Excess noise and deep levels in GaAs detectors of nuclear particles and ionizing radiation // Journal of Communications Technology and Electronics. 2015. V. 60. № 6. С. 517-542.
5. Кострюков С.А., Холомина Т.А. Особенности анализа сигналов низкочастотного шума методом дискретного преобразования Фурье // Измерительная техника. – 2005. – №12. – С.47-50.
6. Семенов А.Р., Литвинов В.Г., Холомина Т.А., Ермачихин А.В., Кострюков С.А., Логинов Д.С. Разработка автоматизированного комплекса для исследования спектров низкочастотного шума в элементах и структурах электронной техники // Радиотехника. 2017. № 5. С. 179-185.
7. Kholomina T.A., Litvinov V.G., Semenov A.R., Ermachikhin A.V., Maslov A.D. Investigation and simulation of voltage-noise characteristics of semiconductor barrier structures // IEEE International Conference on Noise and Fluctuations, Vilnius. — June 20-23, 2017 - Pp.1-4.
8. Loginov D.S., Krutchenko O.N., Litvinov V.G. et.al. Study of Low Frequency Noise Parameters of Metal Contacts // ICNF 2019 – 25th International Conference on Noise and Fluctuation, Neuchâtel (Switzerland), 2019. P. 1-4.

УДК 621.315.592; ГРНТИ 47.09.29

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕХАНИЗМОВ ТОКОПРОХОЖДЕНИЯ В ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СТРУКТУРЕ С ПЛЕНКОЙ ПОРИСТОГО КРЕМНИЯ, СФОРМИРОВАННОГО МЕТАЛЛ- СТИМУЛИРОВАННЫМ ТРАВЛЕНИЕМ

И.С. Маскин*, В.Г. Литвинов*, А.В. Ермачихин*, В.В. Трегулов**

** Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, maskin8814@yandex.ru;*

*** Рязанский государственный университет имени С.А. Есенина,
Российская Федерация, Рязань, trwww@yandex.ru*

Аннотация. На основе измеренных вольт-амперных характеристик проведены исследования механизмов токопрохождения в полупроводниковой барьерной структуре с пленкой пористого кремния.

Ключевые слова: вольт-амперная характеристика, пористый кремний, полупроводниковая барьерная структура, механизмы токопрохождения.

INVESTIGATION OF CURRENT TRANSMISSION MECHANISMS IN A SEMICONDUCTOR STRUCTURE WITH A POROUS SILICON FILM FORMED BY METAL-STIMULATED ETCHING

I. S. Maskin*, V. G. Litvinov*, A. V. Ermutigen*, V. V. Tregulov**

** V. F. Utkin Ryazan State Radio Engineering University,
Ryazan, Russian Federation, maskin8814@yandex.ru,*

*** Ryazan State University named for S. Yesenin,
Ryazan, Russian Federation, trwww@yandex.ru*

Annotation. The mechanisms of current flow in a semiconductor barrier structure with a porous silicon film based on the measured I-V characteristics were studied.

Keywords: I-V characteristics, porous silicon, semiconductor barrier structure, current flow mechanisms.

Металл–стимулированное травление в настоящее время является одним из наиболее актуальных методов формирования пленок пористого кремния (por-Si). Актуальность данного метода, прежде всего, обусловлена тем, что его применение позволяет создавать пленки por-Si с наиболее низким коэффициентом отражения света в видимой области спектра по сравнению с другими методами [3]. Это имеет исключительную важность для изготовления высокоэффективных солнечных элементов на основе кремния [3]. В данной работе исследованы механизмы токопрохождения в полупроводниковой структуре, содержащей пленку por-Si, сформированную на поверхности монокристаллической кремниевой пластины методом металл–стимулированного травления с использованием частиц Ag.

Для изготовления образцов использовались монокристаллические кремниевые пластины марки КЭФ-4,5 (n-тип проводимости, легированные фосфором, удельное сопротивление 1 Ом·см, ориентация поверхности (100)). Процесс изготовления образцов состоял из трех этапов:

1) формирование на поверхности кремниевой пластины частиц серебра методом химического осаждения из раствора 0.01 М Ag₂SO₄: 4.8 М HF: 92% C₂H₅OH (соотношение компонентов 1:0.1:0.3);

2) травление пластины с осажденными частицами Ag в течение 15 минут в растворе 3% H₂O₂: 4.8 М HF: 92% C₂H₅OH (соотношение компонентов 1:0.5:0.25);

3) удаление частиц Ag промывкой в концентрированной HNO₃ в течение 30 минут.

Формирование пористой структуры происходит непосредственно в течение 2-го этапа.

Для проведения электрических измерений на противоположных поверхностях образца формировались индиевые омические контакты. Проводились измерения ВАХ при прямом и обратном смещении в диапазоне температур 80 – 370 К. Для измерений использовался измерительно-аналитический комплекс на базе гелиевого криостата замкнутого типа Janis CCS 400/204N и электрометра Keithley-6517B со встроенным источником регулируемого постоянного напряжения. Прямому смещению соответствует приложение положительного потенциала к контакту на поверхности p-Si , отрицательного – к n-Si на противоположной поверхности образца.

ВАХ, измеренные в прямом смещении показаны на рисунке 1. На рисунке 1, а представлены ВАХ в двойном логарифмическом масштабе, на рисунке 1, б – в полулогарифмическом масштабе. ВАХ при обратном смещении представлены на рисунке 2 в полулогарифмическом масштабе. Исследуемая структура обладает эффектом выпрямления во всем диапазоне температур. При температуре 300 К отношение токов при прямом и обратном смещении при напряжении 1 В составляет $7,4 \cdot 10^3$.

ВАХ при прямом смещении (рис. 1,а) состоят из нескольких отрезков прямых линий с разным наклоном и могут быть представлены степенной зависимостью

$$J \propto U^m, \quad (1)$$

где m – показатель степени, характеризующий наклон соответствующего участка [4].

Выражение (1) обычно используется для описания процессов токопрохождения в полупроводниковых структурах в рамках модели токов, ограниченных пространственным зарядом (ТОПЗ) [4]. Прямые ветви ВАХ в полулогарифмическом масштабе (рис. 1,б) содержат линейный участок в области малых напряжений смещения. При этом данный участок ВАХ может быть представлен зависимостью

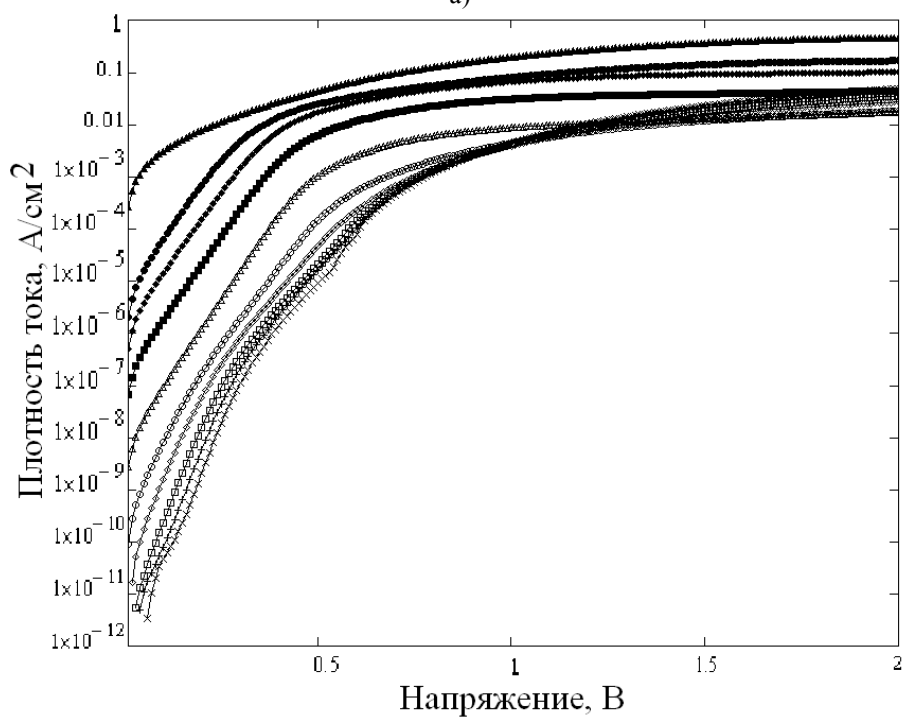
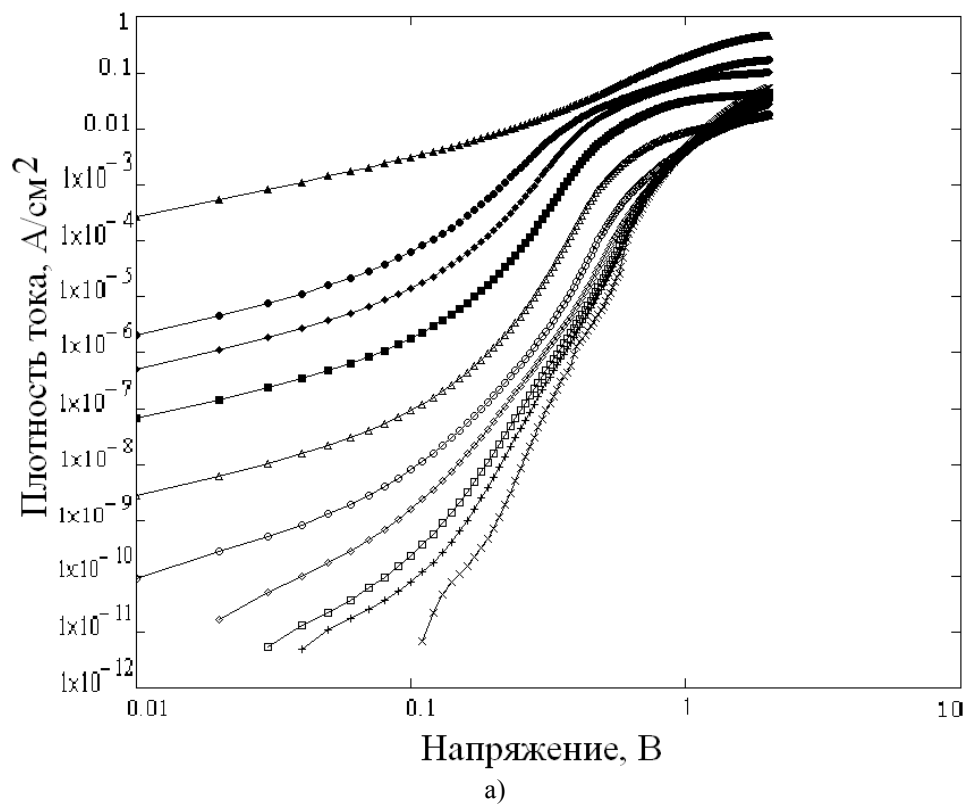
$$J \propto \left[\exp\left(\frac{qU}{nkT}\right) - 1 \right], \quad (2)$$

где q – элементарный заряд;

n – показатель неидеальности р-п-перехода;

k – постоянная Больцмана [5].

Данная зависимость характерна для полупроводниковых структур с барьерным слоем (контакт металл- полупроводник, р-п-переход и т.п.) с эффектом выпрямления, и описывает процессы, протекающие при прямом смещении в области пространственного заряда.



б)

Рис. 1. ВАХ при прямом смещении при температуре T , К:
 $\times$ – 80, $+$ – 110, $\square$ – 140, $\diamond$ – 170, $\circ$ – 200, $\triangle$ – 240, $\blacksquare$ – 280, $\blacklozenge$ – 310, $\bullet$ – 350, $\blacktriangle$ – 370;
 а – в двойном логарифмическом масштабе, б – в полулогарифмическом масштабе

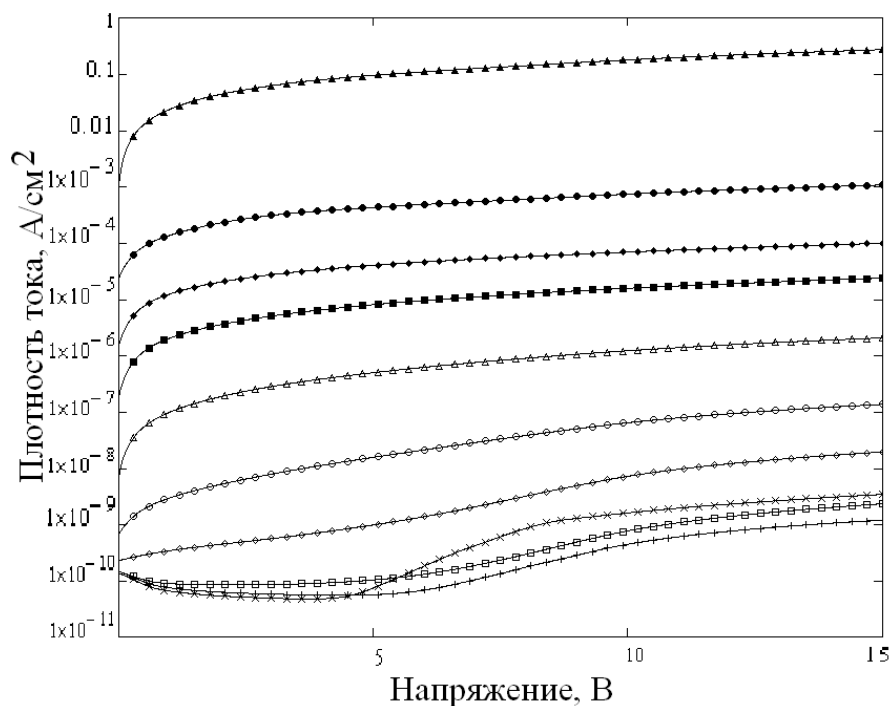


Рис. 2. ВАХ при обратном смещении в полулогарифмическом масштабе при температуре T , К:
 $\times$ – 80, $+$ – 110, $\square$ – 140, $\diamond$ – 170, $\circ$ – 200, $\triangle$ – 240, $\blacksquare$ – 280, $\blacklozenge$ – 310, $\bullet$ – 350, $\blacktriangle$ – 370

Обратные ветви ВАХ (рис. 2) в диапазоне температур 170 – 370 К также характерны для структур с барьерным слоем, реализующим эффект выпрямления. Резкое увеличение тока с ростом температуры при обратном смещении (рис. 2) может быть связано с работой ловушек.

На рисунке 3 представлены температурные зависимости прямого и обратного тока для разных значений напряжения смещения. Гладкий вид кривых на рисунке 3 свидетельствует о том, что на процессы токопрохождения оказывают влияние ловушки с энергиями активации, занимающими непрерывный диапазон значений. В области прямых смещений (рис. 3, а) при $U > 0,5$ В на графике наблюдаются области, где кривые практически параллельны горизонтальной оси. Данная ситуация может быть связана с истощением примеси. В указанной области может происходить компенсация мелкой легирующей примеси ловушками.

В области высоких температур при прямом смещении (рис. 3, а) для $U = 0,5 - 1,0$ В наблюдается локальный изгиб кривых Аррениуса, что также может свидетельствовать о наличии области компенсации мелкой легирующей примеси ловушками. При обратном смещении в области низких температур (рис. 3, а) также можно наблюдать области, в которых происходит компенсация мелкой легирующей примеси.

К выводам: наблюдаемую ситуацию можно объяснить фиксацией уровня Ферми на поверхности кремниевых кристаллитов вследствие большой концентрации ловушек с глубокими уровнями. Полупроводник является частично компенсированным. За эффект компенсации отвечают дефекты. В базовой области концентрация ловушек меньше концентрации донорной примеси, в связи с чем уровень Ферми не зафиксирован. В результате образуется барьерная структура, ОПЗ которой находится в базовой области n- типа в монокристаллическом кремнии.

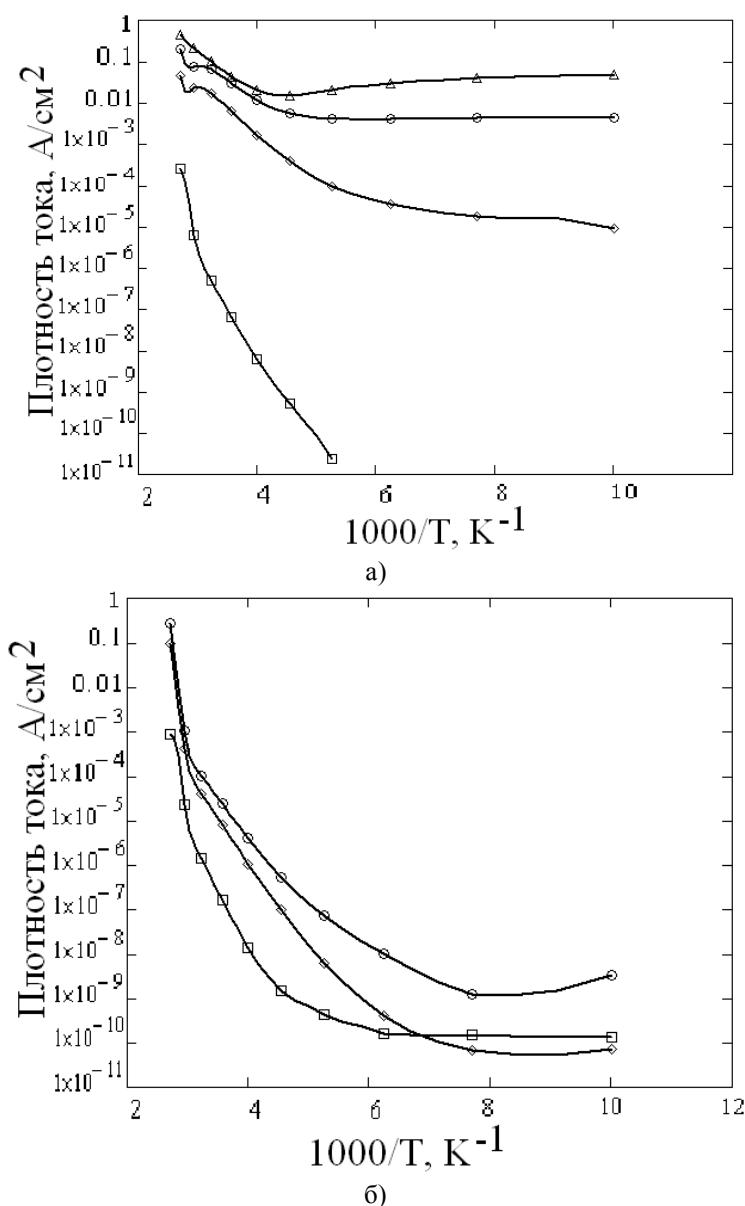


Рис. 3. Температурные зависимости прямого (а) и обратного (б) тока для разных значений напряжения смещения. Прямое смещение: $\square$ – 0,01 В, $\diamond$ – 0,5 В, $\circ$ – 1,0 В, Δ – 2,0 В; обратное смещение: $\square$ – 0,01 В, $\diamond$ – 5 В, $\circ$ – 15 В.

Исследования проходили при поддержке Министерство науки и высшего образования Российской Федерации в Региональном центре зондовой микроскопии коллективного пользования при ФГБОУ ВО «РГРТУ».

Библиографический список

1. Трегулов В.В., Литвинов В.Г., Ермачихин А.В. Исследование механизмов токопрохождения в гетероструктуре CdS/por-Si/p-Si// Физика и техника полупроводников – 2018. - № 7 - С. 751-756.
2. Трегулов В.В., Степанов В.А., Литвинов В.Г., Ермачихин А.В. Особенности механизмов токопрохождения в полупроводниковой структуре фотоэлектрического преобразователя с n+-p-переходом и антиотражающей пленкой пористого кремния// Журнал технической физики – 2016. - № 11 - С. 91-94.
3. Madhavi Karanam, Mohan Rao G., Habibuddin Shaik, Padmasuvarna R. International Letters of Chemistry, Physics and Astronomy, **71**, 40 (2016).
4. Ламперт М., Марк П. Инжекционные токи в твердых телах. М.: Мир. 1973. 416с.
5. Зи С.М. Физика полупроводниковых приборов. М.: Мир. 1984. 456 с.

УДК 621.315.592; ГРНТИ 47.33.33

ИСТОЧНИК КРАСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА БАЗЕ НАНОСТРУКТУРЫ С МАССИВОМ КВАНТОВЫХ ТОЧЕК

М.Ф. Мантя, В.Г. Литвинов, В.В. Гудзев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, mantya97@mail.ru

Аннотация. В работе рассматривается источник красного излучения на базе наноструктуры с массивом квантовых точек. Приводятся его основные особенности, выбор и состав материалов, расчет положения уровней размерного квантования для построения структуры и зонной диаграммы наносистемы.

Ключевые слова: квантовые точки (QD), энергия, наноструктура, наносистема.

SOURCE OF RED RADIATION ON THE BASIS OF NANOSTRUCTURE WITH AN ARRAY OF QUANTUM DOTS

M.F. Mantya, V.G. Litvinov, V.V. Gudzev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan, mantya97@mail.ru

Abstract. The paper considers a source of red radiation based on a nanostructure with an array of quantum dots. Its main features, selection and composition of materials, calculation of the position of dimensional quantization levels for constructing the structure and band diagram of the nanosystem are given.

Keywords: quantum dots (QD), energy, nanostructure, nanosystem.

Полупроводниковые наноструктуры с массивом квантовых точек, предназначенные для излучения в области видимого диапазона света, в сочетании с высоким кристаллическим совершенством имеют низкую скорость поверхностной рекомбинации квантовых точек. На основе таких структур можно получать источники излучения с меньшей пороговой плотностью лазерной генерации (в случае источников когерентного излучения), с более высоким квантовым выходом, более узкой и интенсивной спектральной линией с меньшим количеством гармоник. Отдельную нишу использования источников излучения занимает применение источников красной области видимого диапазона, которое затрагивает биомедицинскую область, различные дисплейные применения, использование для передачи информации и т. д.

Для изготовления структур видимого и ближнего красного излучения используются в основном монокристаллы полупроводников типа $A_{III}B_V$, такие как фосфид индия (InP), фосфид галлия (GaP), арсенид галлия ($GaAs$) и другие. Могут использоваться и более сложные соединения: арсенид алюминия-галлия ($Al_xGa_{1-x}As$), фосфид индия-галлия ($In_{1-x}Ga_xP$), фосфид арсенида-галлия ($Ga_xAs_{1-x}P$). Здесь x – доля содержания элемента в соединении. Выбор конкретного материала, используемого в качестве излучателя в диапазоне красного света, производился исходя из следующих критериев. Так как энергия фотона для красного излучения находится в диапазоне от 1,633 эВ до 2,035 эВ, то материалы выбираются исходя из согласования постоянной решетки, ширины запрещенной зоны, электронного сродства и других параметров. Материалами, соответствующими этим критериям, являются трёхкомпонентный элемент фосфид индия-галлия ($In_{1-x}Ga_xP$) и фосфид индия (InP). На основе фосфида индия-галлия ($In_{1-x}Ga_xP$) формируются барьерный слой (большая степень легирования Ga) и квантовая яма (концентрации Ga и In равны). Фосфид индия выбран для формирования квантовых точек. Ширина запрещённой зоны для фосфида галлия (GaP) составляет 2,35 эВ, а для фосфида индия (InP) – 1,424 эВ.

Квантовые точки из фосфида индия (InP) выращиваются методом МОС-гидридной эпитаксии (размеры квантовых точек вплоть до нескольких сотен нанометров) или методом молекулярно-пучковой эпитаксии (средний размер квантовых точек не превышает 80–100 нм) [1].

Согласно исследованиям, вероятность успешного роста КТ над обработанным участком поверхности зависит от времени экспозиции пучка [2]. При малых временах экспозиции не происходит существенных изменений на поверхности образца и точки распределяются по поверхности случайным образом. При слишком больших временах экспозиции в месте обработки ионным пучком образуются глубокие кратеры. Рост квантовых точек в этом случае происходит на краю кратера, оставляя сам кратер незаращенным.

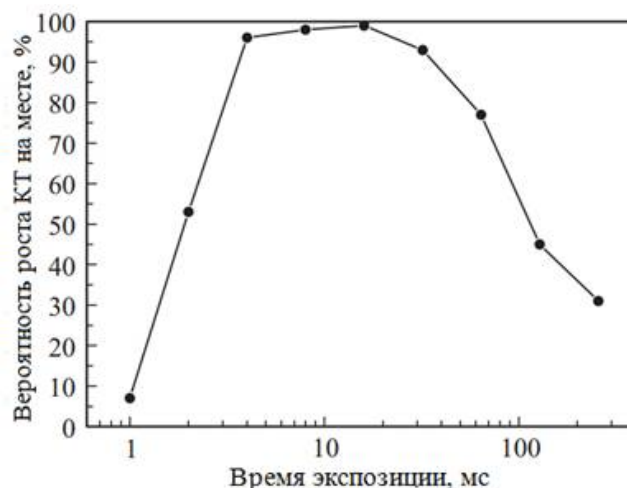


Рис. 1. Корреляция степени заполнения матрицы квантовыми точками (QD) с временем экспозиции ионного пучка [2]

На рисунке 1 представлен результат статистической обработки данных ростовых экспериментов: вероятность обнаружения квантовой точки непосредственно над обработанным участком в зависимости от времени экспозиции ионного пучка. Наилучшие результаты достигались при временах 16 – 32 мс [2].

Экспериментально полученные массивы КТ на основе InP дают люминесценцию в красной области видимого диапазона. Для снижения уровня дефектов и улучшения сбора носителей заряда, а также для увеличения квантового выхода излучения слой КТ выращиваются на слое квантовой ямы. При этом подбор конфигурации квантовой ямы (состав, ширину) производится таким образом, чтобы энергетический интервал между основным состоянием электрона и тяжелой дырки в яме соответствовал энергии фотонов с длиной волны красного диапазона.

Для получения требуемого цвета свечения материалы сильно легируются соответствующими примесями, и их состав сильно варьируется. Для соединения $In_{1-x}Ga_xP$ квантовой ямы параметр x подобран равным 0,5, а для соединения $In_{1-y}Ga_yP$ барьерного слоя параметр y подобран равным 0,7. Здесь x и y — доли состава тройных твердых растворов полупроводниковых соединений, используемых для получения барьерных слоев и квантовых ям. Данные значения x и y выбраны такими для того, чтобы величина упругих напряжений для квантовых точек составляла более 3%. Эта величина зависит от значений постоянной кристаллической решетки для квантовой ямы $In_{1-x}Ga_xP$ и материала квантовых точек InP .

Ширина квантовой ямы принята равной $L_w = 6 \cdot 10^{-9}$ (м) исходя из технологических возможностей и рекомендаций современного оборудования для молекулярно-лучевой эпитаксии и парофазной эпитаксии из металл-органических соединений. Структура моделируемой наносистемы представлена на рисунке 2.

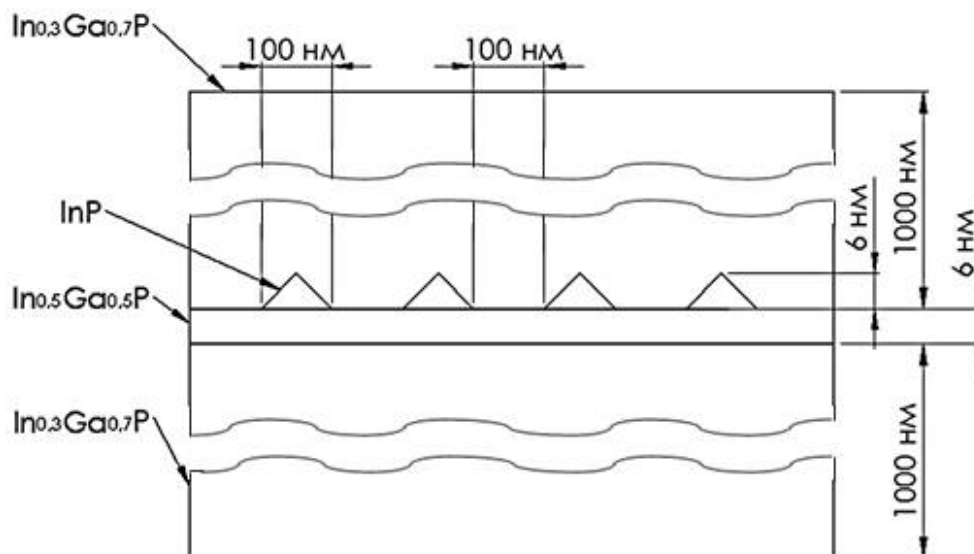


Рис. 2. Структура наносистемы для излучателя красного света

Значения ширины запрещенной зоны E_g для $In_{1-x}Ga_xP$ и $In_{1-y}Ga_yP$ вычисляются соответственно формулам [3]:

$$E_{gInGaPx} = E_{gGaPx} + E_{gInP}(1 - x) - Bx(1 - x) = 1,737 \text{ (эВ)}. \quad (1)$$

$$E_{gInGaPy} = E_{gGaPy} + E_{gInP}(1 - y) - By(1 - y) = 1,946 \text{ (эВ)}. \quad (2)$$

Значения постоянной кристаллической решётки для $In_{1-x}Ga_xP$ и $In_{1-y}Ga_yP$ рассчитываются методом линейной интерполяции:

$$a_{0InGaPx} = a_{0GaPx} + a_{0InP}(1 - x) = 5,66 \text{ (Å)}. \quad (3)$$

$$a_{0InGaPy} = a_{0GaPy} + a_{0InP}(1 - y) = 5,576 \text{ (Å)}. \quad (4)$$

Этим же методом вычисляются значения электронного сродства для квантовой ямы и барьерного слоя:

$$\chi_{InGaPx} = \chi_{GaPx} + \chi_{InP}(1 - x) = 4,09 \text{ (эВ)}. \quad (5)$$

$$\chi_{InGaPy} = \chi_{GaPy} + \chi_{InP}(1 - y) = 3,974 \text{ (эВ)}. \quad (6)$$

По причине несоответствия периодов кристаллических решёток, необходимо знать величину возникающего упругого напряжения, которое используется для расчета упругих напряжений [3]:

$$U_{qd} = \frac{|a_{0InP} - a_{0InGaPx}|}{a_{0InGaPx}} 100 \% = 3,703 \text{ (%).} \quad (7)$$

Величины разрыва зоны проводимости и валентной зоны находятся из выражения:

$$\Delta E_c = \chi_{InGaPx} - \chi_{InGaPy} = 0,116 \text{ (эВ)}. \quad (8)$$

$$\Delta E_v = E_{gInGaPy} - \Delta E_c - E_{gInGaPx} = 0,093 \text{ (эВ)}. \quad (9)$$

Вычисляются значения эффективной массы электронов в квантовой яме и барьерном слое:

$$m_1 = m_{eGaP}x + m_{eInP}(1 - x) = 0,105. \quad (10)$$

$$m_2 = m_{eGaP}y + m_{eInP}(1 - y) = 0,115, \quad (11)$$

где m_1 – эффективная масса микрочастицы в квантовой яме, m_2 – эффективная масса микрочастицы в барьерном слое.

Аналогично находятся массы легких и тяжелых дырок в $In_{1-x}Ga_xP$ и $In_{1-y}Ga_yP$ с использованием дырочной эффективной массы микрочастиц.

Расчеты уровней размерного квантования произведены с учетом упругих напряжений.

Энергия размерного квантования микрочастицы в потенциальной яме, соответствующая четным состояниям вычисляется с помощью уравнения (12) [3]:

$$tg\left(\frac{L_w\pi\sqrt{m_0 2m_1 qE}}{h}\right) = \sqrt{\frac{m_2(\Delta E_{cs} - E)}{m_1 E}}, \quad (12)$$

где m_1 – эффективная масса микрочастицы в яме;

m_2 – эффективная масса микрочастицы в барьерном слое;

L_w – толщина слоя квантовой ямы;

h – постоянная Планка;

q – заряд электрона;

m_0 – масса электрона.

Для решения уравнения (12) правая часть уравнения переносится влево:

$$tg\left(\frac{L_w\pi\sqrt{m_0 2m_1 qE}}{h}\right) - \sqrt{\frac{m_2(\Delta E_{cs} - E)}{m_1 E}} = 0. \quad (13)$$

Полученное уравнение решается графически (рис. 3), для этого строится функция:

$$R(E) = tg\left(\frac{L_w\pi\sqrt{m_0 2m_1 qE}}{h}\right) - \sqrt{\frac{m_2(\Delta E_{cs} - E)}{m_1 E}}, \quad (14)$$

и далее находят пересечения с осью x .

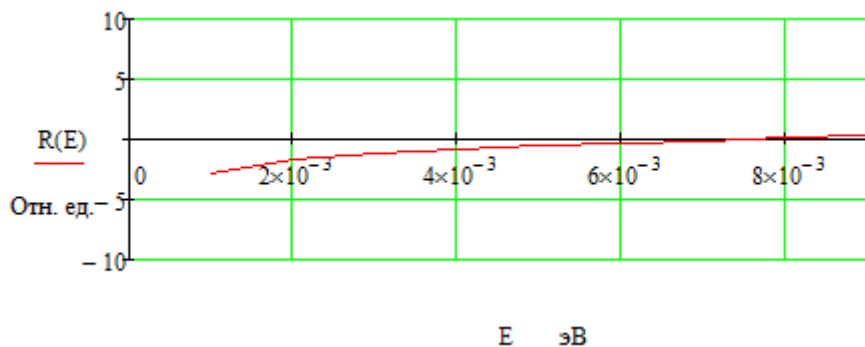


Рис. 3. Решение уравнения (14)

Из рисунка видно, что это уравнение имеет 1 решение, т.е. один четный энергетический уровень в зоне проводимости с энергией $E_{el} = 0,0076$ эВ.

Энергия размерного квантования для нечетных уровней вычисляется с помощью уравнения (15) [3]:

$$tg\left(\frac{L_w \pi \sqrt{m_0 2 m_1 q E}}{h}\right) = -\sqrt{\frac{m_1 E}{m_2 (\Delta E_{cs} - E)}}. \quad (15)$$

Аналогичным образом, уравнение решается графически (рис. 4):

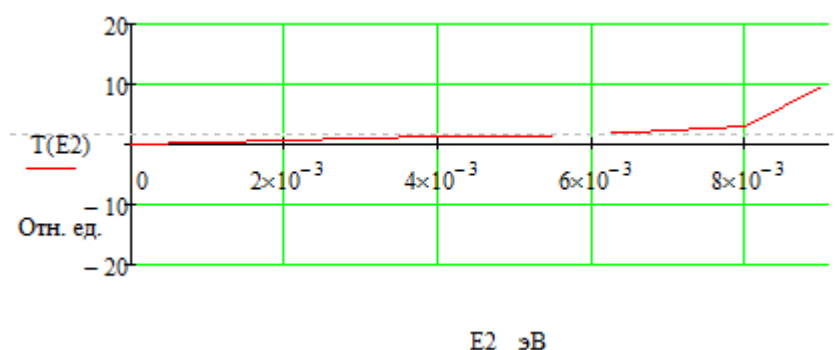


Рис. 4. Решение уравнения (15)

Из рисунка видно, что это уравнение не имеет решений.

Количество уровней для электронов равно одному.

Для расчета уровней легких и тяжелых дырок использовались аналогичные формулы с дырочной эффективной массой микрочастиц и энергией разрыва валентной подзоны дырок. Для электронов в зоне проводимости помещается один четный уровень с энергией $E_{el} = 0,0076$ эВ. Для лёгких дырок в валентной зоне получается также один четный уровень с энергией $E_{hl1} = 0,026$ эВ. Для тяжёлых дырок в валентной зоне есть два уровня: четный уровень с энергией $E_{hh1} = 0,0068$ эВ и нечетный уровень с энергией $E_{hh2} = 0,022$ эВ.

В результате расчетов получены следующие значения энергий для структуры, приведенные в таблице 1.

Таблица 1. Параметры структуры

$E_{gInGaPx}$, эВ	1,865
$E_{gInGaPy}$, эВ	1,946
ΔE_c , эВ	0,116
ΔE_v , эВ	0,093
ΔE_{cs} , эВ	0,009
ΔE_{vhhs} , эВ	0,024
ΔE_{vlhs} , эВ	0,072
E_{hv} , эВ	1,879
$L_{wInGaPx}$, нм	6

Здесь $E_{gInGaPx}$ и $E_{gInGaPy}$ — ширина запрещенной зоны квантовой ямы и барьерного слоя, ΔE_c и ΔE_v — величина разрыва зоны проводимости и валентной зоны, ΔE_{cs} — разрыв

подзоны проводимости, ΔE_{vhhs} и ΔE_{vlhs} – разрыв валентной подзоны легких и тяжелых дырок, E_{hv} – значение энергии волны излучения, $L_{wInGaPx}$ – ширина квантовой ямы.

Зонная диаграмма наносистемы приведена на рисунке 5.

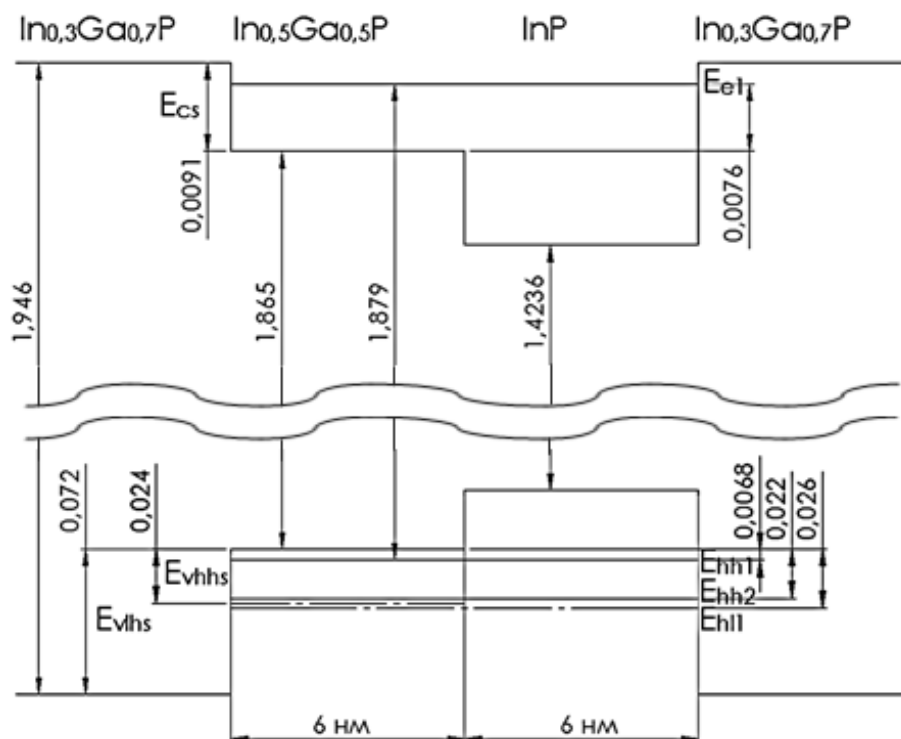


Рис. 5. Зонная диаграмма наносистемы

В результате получена модель полупроводниковой наноструктуры с массивом квантовых точек, предназначенной для излучения в красной области видимого диапазона света с энергией излучения $E_{hv} = 1,879$ эВ. Это соответствует длине волны излучения $\lambda = 659,849$ нм, которая входит в диапазон красного цвета.

Библиографический список

1. Rodel R., Bauer A., Kremling S., Reitzenstein S., Kamp M., Worschech L., Forchel A. // Nanotechnology. – 2012. – № 23. – С.22-23.
2. А.С. Власов, А.М. Минтаиров // Физика и техника полупроводников, 2015, том 49, вып. 8.
3. Электрические методы исследования разрывов энергетических зон в полупроводниковых микро- и наногетероструктурах // В.Г. Литвинов, О.А. Милованова, Н.Б. Рыбин. Рязань, 2013. – С.24.

УДК 53.084.6, 53.084.872-876; ГРНТИ 29.19.31

ИССЛЕДОВАНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ШУМОВ В МАГНИТНЫХ КОНТАКТАХ

А.В. Баскакова, Д.С. Логинов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина.
Россия, Рязань*

Аннотация. Проведено измерение спектральной плотности мощности пятнадцати образцов герконов, проанализированы полученные результаты

Ключевые слова: геркон, низкочастотный шум, спектральная плотность мощности шума.

RESEARCH OF LOW-FREQUENCY NOISE IN MAGNETIC CONTACTS

A.V. Baskakova, D.S. Loginov

Ryazan State Radioengineering University, Russia, Ryazan

Abstract. The power spectral density of fifteen reed samples was measured and the results obtained were analyzed.

Keywords: reed switch, low-frequency noise, noise power spectral density.

Повышение стабильности и воспроизводимости параметров электронных устройств – актуальная задача науки и производства. Она может быть решена путем разработки теоретических основ функционирования электронных устройств и совершенствования технологии их изготовления. Для решения поставленных задач необходимо применение научно обоснованных конструктивно-технологических решений и достоверных методов контроля параметров материалов и приборов. Одним из наиболее чувствительных методов диагностики материалов и структур электроники является спектроскопия низкочастотного (НЧ) шума [1-3].

Геркон (акроним от «герметизированный контакт») — электромеханическое коммутационное устройство, изменяющее состояние подключённой электрической цепи при воздействии магнитного поля. Они были созданы в первой половине XX века как альтернатива скользящим механическим контактам, которые подвержены сильному износу. Конструктивно в герконе имеются упругие ферромагнитные контакты, впаянные в герметичную стеклянную колбу. При достижении внешним магнитным полем определённого порогового значения упругие контакты геркона «слипаются», замыкая электрическую цепь. При снятии внешнего поля за счет упругости контактов происходит размыкание цепи.

Избыточный шум наблюдается в широком классе объектов. Он обнаружен в электронных лампах, резисторах, полупроводниковых приборах и материалах, металлических тонких пленках, сверхпроводниках, элементах интегральных микросхем, биофизических системах и так далее. Наличие избыточного шума приводит к ограничению чувствительности и стабильности многих электронных устройств. Избыточный шум мешает приблизиться к высокой чувствительности измерений на низких частотах при низком уровне сигналов.

Целью настоящей работы явилось изучение флуктуационных характеристик герконов партии МКА-14103 - спектральной плотности мощности (СПМ) НЧ шума. Образцы для исследования были предоставлены предприятием АО «РЗМКП».

Исследования проводились при помощи автоматизированного комплекса для исследования спектров НЧ шума [4] и разработанного коммутационно-усилительного блока, задающего необходимый предел коэффициента усиления. Принципиальная схема коммутационно-усилительного блока установки приведена на рисунке 1.

Измерения герконов проводились при $K_{yc}=50$ и с напряжением смещения равным 1,5 В. Этот режим работы обеспечивает необходимую чувствительность установки, что позволяет получить качественные данные распределения СПМ шума.

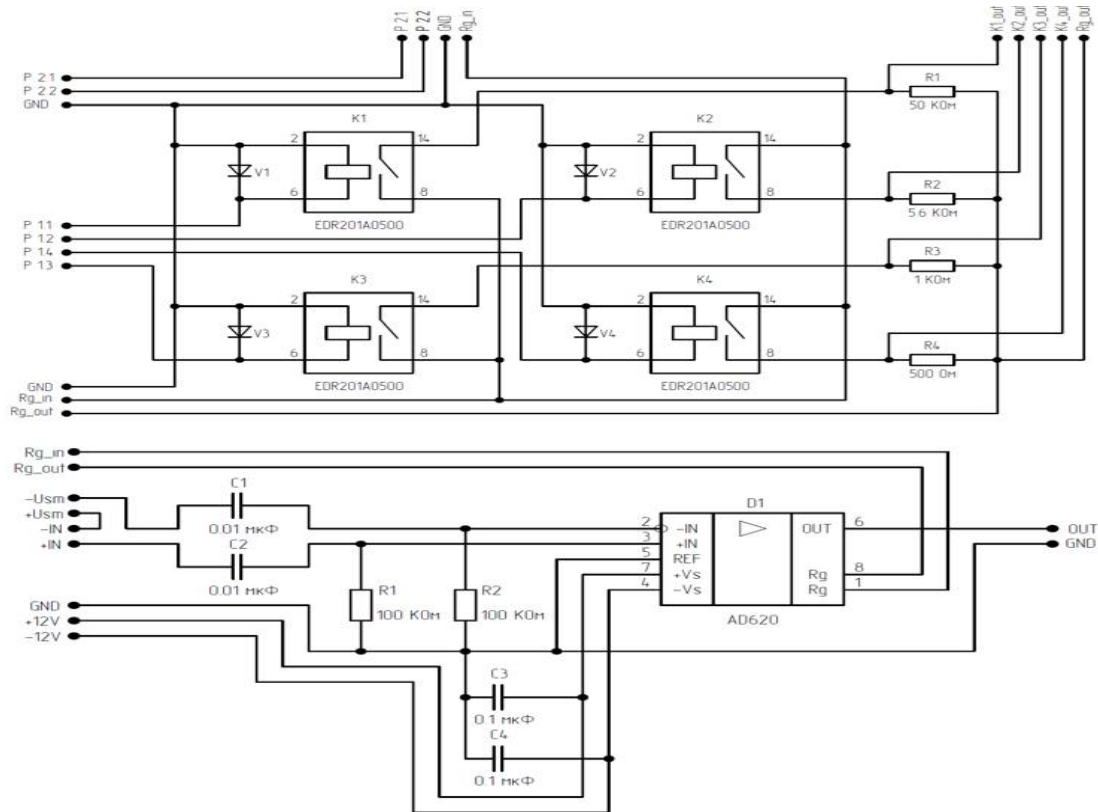


Рис. 1. Принципиальная схема коммутационно-усилительного блока

Частотные зависимости $S(f)$ для различных структур схожи и характеризуются наличием изменения наклона кривых. На низких частотах (до 1 Гц) СПМ шума подчиняется закону $1/f^\beta$. Показатель степени β в соответствии с данными, опубликованными в научно-технической литературе, находится в диапазоне от 0,6 до 2,5, по нему можно судить о природе НЧ шума. Показатель β определялся путем аппроксимации полученных характеристик методом подбора коэффициентов или методом линейной регрессии.

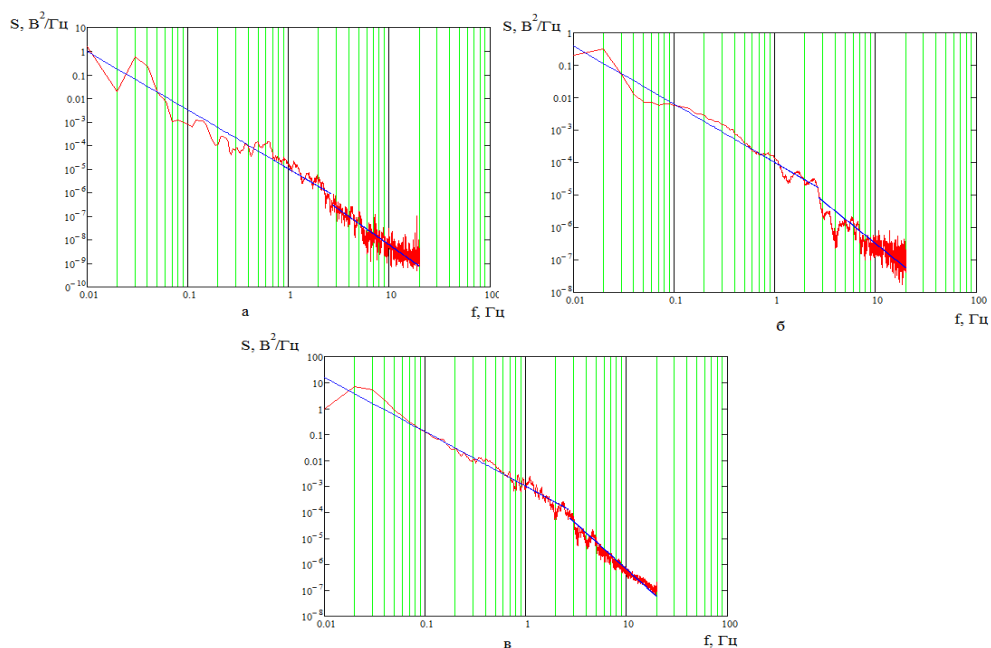


Рис. 2. СПМ шума партии №3: а – образец №2, б – образец №7, в – образец №11. Аппроксимация выполнена методом подбора коэффициентов

В таблице 1 представлены значения β , полученные двумя методами аппроксимации (методом подбора коэффициентов и методом линейной регрессии), для 15 образцов. Значение СПМ измерено на частоте 1 Гц.

Таблица 1. Параметры низкочастотного шума

Номер образца	СПМ·10 ⁻⁴ , В ² /Гц	β (метод подбора коэффициента)	β (метод линейной регрессии)
1	1,0	2,1	2,2
2	0,1	2,5	2,4
3	3,5	2,4	2,4
4	3,6	2,4	2,5
5	4,6	1,9	2,4
6	2,8	1,9	1,8
7	1,0	1,8	1,8
8	0,4	2,4	2,3
9	2,0	1,5	1,5
10	0,6	2,3	2,3
11	8,9	2,1	2,2
12	0,8	1,9	1,6
13	0,2	1,7	1,8
14	6,9	2,8	2,8
15	5,5	1,9	2,3

Диапазон изменения β составляет от 1,8 до 2,8. Разброс амплитуды СПМ шума на частоте 1 Гц составляет от $1 \cdot 10^{-5}$ до $8,9 \cdot 10^{-4}$ В²/Гц. Основываясь на полученных результатах можно сделать вывод, что природа возникновения низкочастотного шума связана с флуктуациями концентрации электронов в проводящих покрытиях катода и анода герконов, проявление которых коррелирует с особенностями структуры поверхности образцов в соответствии с вакансионной моделью Г.П.Жигальского [1,3,4]. Задачей дальнейшей работы является установление корреляции между характеристиками магнитоуправляемых контактов (магнитодвижущая сила срабатывания, сила отпускания, напряжение пробоя) и параметрами спектров НЧ шума с целью прогнозирования надежности приборов.

Библиографический список

1. Жигальский Г.П. Шумы вида 1/f и нелинейные эффекты в тонких металлических плёнках //УФН. 1997. Т. 167. № 6. С. 623-647.
2. Холомина Т.А., Кострюков С.А., Литвинов В.Г., Ермачихин А.В. Спектроскопия низкочастотных шумов полупроводниковых приборов // Датчики и системы. 2013. №5. С. 15-20.
3. Жигальский Г. П. Неравновесный 1/f-шум в проводящих пленках и контактах// УФН. 2003. Т. 173, № 5. С. 465–490. (Обзоры актуальных проблем).
4. Семенов А.Р., Литвинов В.Г., Холомина Т.А., Ермачихин А.В., Кострюков С.А., Логинов Д.С. Разработка автоматизированного комплекса для исследования спектров низкочастотного шума в элементах и структурах электронной техники // Радиотехника. 2017. № 5. С. 179-185.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ УСЛОВИЙ СИНТЕЗА НА СТРУКТУРУ А-С_{1-x}SI_x ПЛЕНОК

К.А. Сейдахмет, М.А. Кудабаяева, Р.Р. Немкаева, А.П. Рягузов

*Национальная нанотехнологическая лаборатория открытого типа (ННЛОТ),
Казахский национальный университет им. аль-Фараби, Алматы, Казахстан,
kamila.seydakhmet@bk.ru*

Аннотация: В работе рассматривается влияние атомов кремния на формирование аморфной алмазоподобной (DLC) углеродной матрицы. Синтез наноструктурированных а-С_{1-x}Si_x пленок осуществлялся методом магнетронного ионно-плазменного со-распыления комбинированной мишени углерода и кремния (100) в атмосфере аргона при разной мощности плазменного разряда. Методом рамановской спектроскопии изучена локальная структура и показана зависимость положения G пика от мощности разряда и концентрации кремния. Выявлена зависимость соотношения sp^2/sp^3 гибридизации связей от концентрации кремния и установлено, что при увеличении кремния в а-С пленке пик G смещается в низкочастотную область. Такое изменение положения G пика в пленках а-С_{1-x}Si_x свидетельствует об увеличении sp^3 -гибридизации углеродных связей.

Ключевые слова: аморфные алмазоподобные углеродные матрицы, метод магнетронного ионно-плазменного со-распыления комбинированной мишени, углерод, кремний.

INVESTIGATION OF THE EFFECT OF SYNTHESIS CONDITIONS ON THE STRUCTURE OF A-C_{1-x}SI_x FILMS

K.A. Seidakhmet, M.A. Kudabayeva, R.R. Nemkayeva, A.P. Ryaguzov

*National nanotechnology laboratory of open type (NNLOT),
Al-farabiKazakh National University, Almaty, Kazakhstan,
kamila.seydakhmet@bk.ru*

The summary: The paper considers the influence of silicon atoms on the formation of an amorphous diamond-like (DLC) carbon matrix. Synthesis of nanostructured a-C_{1-x}Si_x films was carried out by magnetron ion-plasma co-sputtering of a combined carbon and silicon target (100) in an argon atmosphere at different plasma discharge power. The local structure was studied using Raman spectroscopy and the dependence of the G peak position on the discharge power and silicon concentration was shown. The dependence of the sp^2/sp^3 ratio of bond hybridization on the concentration of silicon was revealed and it was found that when increasing silicon in the a-C film, the G peak shifts to the low-frequency region. This change in the position of the G peak in the a-C_{1-x}Si_x films indicates an increase in sp^3 -hybridization of carbon bonds.

Keywords: amorphous diamond-like carbon matrices, method of magnetron ion-plasma co-sputtering of a combined target, carbon, silicon.

В последнее время все большее внимание исследователей привлекает соединение карбида кремния, как перспективного материала для нанoeлектроники. На данный момент времени известно около 250 различных полиморфных модификаций структуры SiC. При этом в основном наблюдают такие структурные модификации, как (3C)SiC – алмазная структура, гексагональные структуры (2H, 4H, 6H)SiC и другие. За счет своих уникальных свойств, таких как радиационная и химическая стойкость, механическая прочность, высокая напряженность поля пробоя, превышающая $2 \cdot 10^6$ В/см [1], карбид кремния находит широкое применение в различных областях. Пленки 3C-политипа используются при производстве полевых и СВЧ-транзисторов, для изготовления мембран и тензодатчиков. Пленки 6H-политипа используются в производстве светодиодов различных областей спектра, выпрямительных диодов, полевых и биполярных транзисторов, тиристоров, а также в фотоприемниках и фотодетекторах УФ-диапазона, которые практически не деградируют с течением времени [2]. Такое широкое применение в полупроводниковой технике объясняется различием физических свойств у политипов SiC и гетероструктур на его основе [3]. В связи с минимальной поверхностной энергией политипов, могут возникнуть условия, при которых произойдут как прямые, так и обратные переходы при формировании одного политипа в

другой [4]. Поэтому в неравновесных условиях синтеза могут быть созданы условия для создания определенных наноразмерных структурных конфигураций из атомов Si и C в аморфной углеродной матрице, что может существенно повлиять на свойства синтезируемых пленок.

В данной работе проведены исследования по выявлению влияния малых концентраций кремния на формирование аморфной алмазоподобной углеродной матрицы. DLC пленка с малой концентрацией кремния формировалась в плазменном разряде газа Ar (99,9999%) на постоянном токе. Синтез наноструктурированных, $a-C_{1-x}Si_x$ пленок осуществлялся на никелевые и кварцевые подложки. Концентрация кремния в аморфной алмазоподобной углеродной пленке определялась на никелевых подложках методом энергодисперсионного анализа на установке EDAX device (AMETEC Materials Analysis Division, USA) растрового электронного микроскопа Quanta 200i 3D (FEI Company, USA) и представлена в таблице 1 для разных мощностей плазменного разряда.

Таблица 1. Относительная концентрация Si в $a-C_{1-x}Si_x$ пленках в зависимости от условий синтеза

При мощности разряда 19.25W									
Номер образца	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$X_{Si}/(X_C+X_{Si})$	0	0.015	0.027	0.031	0.046	0.079	0.086	0.108	0.115
При мощности разряда 21.00W									
Номер образца	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$X_{Si}/(X_C+X_{Si})$	0	0.014	0.028	0.040	0.047	0.080	0.083	0.0105	0.116

Исследование локальной структуры $a-C_{1-x}Si_x$ пленок было проведено на установке Spectrum (NT-MDT, Russia) методом рамановской спектроскопии. На рисунке 1 приведен типичный рамановский спектр от аморфной алмазоподобной углеродной пленки. Как видим, спектр состоит из основного G (graphite) пика на частоте 1545 см^{-1} , плеча в низкочастотной области имоды фонона второго порядка в области частоты 3000 см^{-1} . Пик G обусловлен фононом растяжения связей $C-Csp^2$ узлов. Согласно работе [5] положение G пика на частоте 1550 см^{-1} определяет содержание в $a-C$ пленках $\sim 40-70\%$ sp^3 -гибридизированных связей. Появление плеча в области частоты $1360\div 1400\text{ см}^{-1}$ указывает на степень разупорядоченности структуры, т.к. связано с появлением дыхательной моды молекулы C_6 . Пик в этой области обозначают буквой D (disorder).

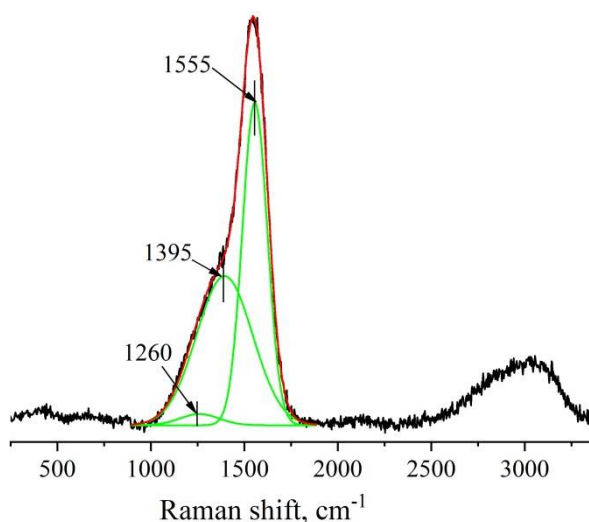


Рис. 1. Рамановский спектр DLC пленки синтезированной при $P = 21W$

Для более детального рассмотрения основного пика было проведено разложение по нормальному распределению на минимальное число пиков, но с максимальной достоверностью описания экспериментальной кривой, результирующей разложения. Достоверность описания экспериментальной кривой, результирующей нормального разложения составляла >0.999 . Результирующая кривая на рисунке 1 выделена красной линией, составляющие гауссового разложения зеленой линией. Как видно из рисунка, основной G пик раскладывается на три гауссовых составляющие, которые определяются на частотах 1260 см^{-1} , 1395 см^{-1} , 1555 см^{-1} . При этом пик нормального распределения на частоте 1260 см^{-1} можно определить как фонon с sp^3 гибридизацией связей согласно фононной плотности состояний показанной в работе [5, 6]. Таким образом, это дополнительно подтверждает существование в аморфной углеродной матрице sp^3 C-C связей. Наблюдаемые Si-C связи в кристаллах SiC определяются на частотах 796 см^{-1} и 973 см^{-1} характеризующие поперечную (TO) и продольную (LO) оптические ветви, соответственно. В аморфной наноструктурированной матрице в связи с неупорядоченностью структуры и малых размеров кластеров $a-C_{1-x}Si_x$ появляется пик в области частоты 860 см^{-1} .

Были проведены исследования по определению зависимости положения G пика от относительной концентрации кремния в a-C пленках. При этом выявлено, что с увеличением мощности ионно-плазменного распыления положение G пика сильно меняется от концентрации кремния в a-C пленках. Увеличение концентрации кремния в a-C пленках приводит к изменению положения G пика в сторону уменьшения частоты излучения фона, причем изменение наблюдается, как при возбуждении синим лазером (473 нм), так и при возбуждении красным лазером (633 нм). Пик G всегда присутствует в аморфном углероде и является своего рода индикатором связей. Как известно [6] уменьшение длины волны возбуждения фонonного спектра приводит к смещению положения G пика в высокочастотную область. Поэтому по дисперсии G пика, возможно, дополнительно характеризовать структуру синтезируемых пленок. Увеличение беспорядка приводит к увеличению дисперсии, при этом в кристалле дисперсия G пика отсутствует, как и в самом графите. Кроме этого дисперсия отсутствует в нанокристаллическом графите и в стеклоуглероде. Пик G диспергируется только в более неупорядоченных углеродах, где дисперсия пропорциональна степени неупорядоченности [6]. Эмпирически дисперсия G пика определяется как

$$Disp. G \left(\frac{cm^{-1}}{nm} \right) = \frac{G_{pos.}(473\text{ nm}) - G_{pos.}(633\text{ nm})}{(633 - 473)\text{ nm}}.$$

Дисперсия G пика обуславливает соотношение sp^2/sp^3 связей. Так смещение G пика до 1600 см^{-1} , определяет его позицию в нанокристаллическом графите. Кроме этого, это смещение зависит от длины волны возбуждения. По утверждению авторов [6] DLC пленки имеют дисперсию порядка $0.3\text{ см}^{-1}/\text{нм}$. Для характеристики синтезируемых $a-C_{1-x}Si_x$ пленок, определения степени их аморфности и содержания sp^3 связей провели расчеты дисперсии G пика, значения которого приведены на рисунке 2.

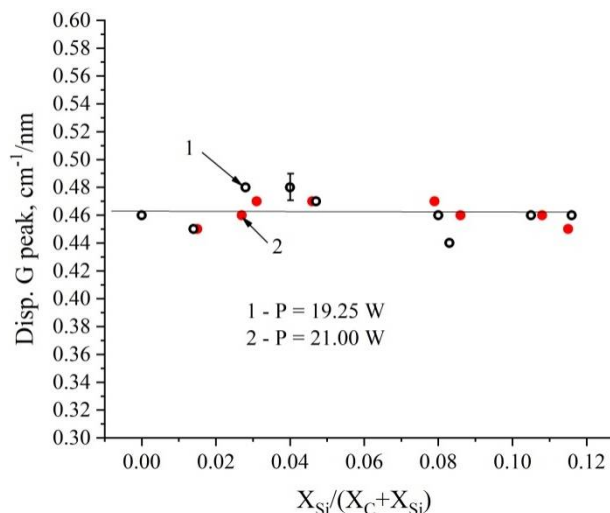


Рис. 2. Зависимость дисперсии G пика от относительной концентрации кремния в $a\text{-C}_{1-x}\text{Si}_x$ пленках

Из рисунка можно видеть, что значения дисперсии G пика достаточно большие в диапазоне относительной концентрации кремния в аморфной углеродной матрице до 0.12. Кроме этого, дисперсия G пика примерно одинакова для двух значений мощности ионно-плазменного разряда и не значительно изменяется в области $0.46 \text{ cm}^{-1}/\text{nm}$. Это значительно больше, чем значения disp. G в DLC пленках представленных в работе [6]. Таким образом, можно заключить, что синтезируемые аморфные DLC пленки с примесью Si не только имеют достаточно неупорядочную структуру, но и высокий процент sp^3 гибридинизированных связей. При этом нужно отметить, что увеличение неупорядоченности может быть связано с увеличением пористости структуры. Увеличение пористости может быть вызвано увеличением количества наноразмерных структур из C-Si связей в аморфной углеродной матрице. Внедрение в аморфную углеродную матрицу атомов кремния в малых концентрациях позволяет получить наноструктурированные аморфные углеродные пленки, новый композитный материал, который может получить широкое применение в создании новых приборов и устройств нанoeлектроники.

Библиографический список

1. Лебедев А.А., Челноков В.Е. Широкозонные полупроводники для силовой электроники // Физика и техника полупроводников – 1999. – Т.33, № 9. – С. 1096 - 1099.
2. Лебедев А.В., Сбруев С.С. SiC – электроника: прошлое, настоящее, будущее // Электроника: наука, технология, бизнес. - 2006. № 5. - С. 28–41.
3. Кузубов А.А., Елисеева Н.С., Краснов П.О., Томилин Ф.Н., Федоров А.С., Толстая А.В. Теоретическое изучение термодинамической стабильности и электронной структуры тонких пленок 3C-, 2H-, 2D-карбида кремния // Физика твердого тела. – 2014. – Т.56, №8. – С. 1603 - 1607.
4. Tagai T., Sueno S., Sadanaga R. Thermal transformations in SiC crystals. - Mineralogical. Journal, 1971 (6). - pp. 240 - 248.
5. Ferrari A.C., Robertson J. Interpretation of Raman spectra of disordered and amorphous carbon. Phys. Rev. B, 2000, v.61 (20). – p. 14095.
6. Ferrari A.C., Robertson J. Raman spectroscopy of amorphous, nanostructured, diamond-like carbon, and nanodiamond. - Phil. Trans. R. Soc. Lond. A, 2004, v.362. - p. 2477.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ИЗМЕРИТЕЛЬНО-АНАЛИТИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ И СТРУКТУР ТЕРМОСТИМУЛИРОВАННЫМИ МЕТОДАМИ

А.С. Ньюхова, В.Г. Литвинов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, nyukhovaalina@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются термостимулированные методы, основные математические выражения, применение, структурная схема измерительной установки.

Ключевые слова: термостимулированная деполяризация, термостимулированная емкость, термостимулированный ток, полупроводниковая структура, диэлектрик.

MEASURING AND ANALYTICAL COMPLEX FOR STUDYING SEMICONDUCTOR AND INSULATOR MATERIALS AND STRUCTURES WITH THERMALLY STIMULATED METHODS

A.S. Nyukhova, V.G. Litvinov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, nyukhovaalina@mail.ru*

The summary. The work considers thermostimulated methods, basic mathematical expressions, application, structural diagram of the measuring complex.

Keywords: thermostimulated depolarization, thermostimulated capacity, thermostimulated current, semiconductor structure, insulator.

Введение

Термостимулированные методы являются одними из самых информативных с точки зрения идентификации взаимодействия между электрическим полем, зарядом и электронными энергетическими состояниями. Эти методы позволяют изучать релаксационные зарядовые процессы в их взаимосвязи с динамикой молекулярной структуры. Это методы термостимулированного тока (ТСТ), термостимулированной деполяризации (ТСД), термостимулированной емкости (ТСЕ) и т.д. [3, 8].

Теория

1. Метод термостимулированной деполяризации

Метод ТСД нашел широкое применение при исследовании электрофизических явлений в полупроводниках, диэлектриках, а также в различных приборах и элементах интегральных схем, изготовленных на основе указанных материалов [2]. Метод ТСД является одним из методов терморезонансной спектроскопии. Физическая природа явлений, лежащая в основе этих методов, одна: при изменении температуры объекта по определенному закону термически стимулируется переход вещества из неравновесного состояния в новое, приближающееся к термодинамически равновесному. Этот переход может сопровождаться излучением света, эмиссией электронов (термостимулированная электронная эмиссия), изменением проводимости (термостимулированная проводимость). Анализ температурной зависимости изменяющегося физического свойства вещества позволяет исследовать параметры электрически или оптически активных дефектов, механизмы происходящих в этом веществе релаксационных процессов [2].

Выражение для термостимулированного тока деполяризации [2]:

$$j(T) = \frac{f\sigma_0 P_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_a} \exp \left[-\frac{H}{kT} - \frac{f\sigma_0 k}{\alpha H \varepsilon_0 \varepsilon_a} \exp \left(-\frac{H}{kT} \right) \right], \quad (1)$$

где σ_0 – постоянная;

H – энергия активации;

ε_0 и ε_a – абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума и диэлектрическая проницаемость образца;

k – постоянная Больцмана;

T – температура;

α – тепловой эффект реакции;

f – величина фактора уменьшения электрического поля в образце.

Максимальная плотность тока ТСД определяется выражением [2]:

$$j(T_m) = j_m = \frac{\alpha H P_0}{k e}, \quad (2)$$

где T_m – температура максимума интенсивности;

e – основание натуральных логарифмов.

Амплитуду пика ТСД можно определить [2]:

$$J_m = \frac{\varepsilon_0}{2 k e} \frac{\varepsilon_1 C H A u_p}{d_1 [1 + (\frac{2 \varepsilon_2 d_1}{\varepsilon_1 d_2})]}, \quad (3)$$

где ε_1 – относительная диэлектрическая проницаемость изолирующих прослоек;

A – площадь поперечного сечения образца;

u_p – приложенное поляризующее напряжение;

d_2 и d_1 – толщина образца и изолирующих прослоек;

C – электрическая емкость системы.

Температура максимума тока ТСД может быть определена, как [2]:

$$T_m = \frac{H}{k \ln(\frac{f k \sigma_0}{\alpha H \varepsilon_0 \varepsilon_2})}. \quad (4)$$

Ток ТСД обусловлен равновесной проводимостью образца. Сущность физического явления и метода ТСД заключается в следующем. Исследуемый объект (диэлектрик) предварительно поляризуется. В нем создается пространственно-неоднородное распределение носителей заряда и (или) анизотропная ориентация полярных молекул или квазидиполей. Поляризация достигается обычно путем приложения электрического поля, в ряде случаев – в сочетании с другими воздействиями (освещение видимым или ультрафиолетовым светом). Под действием электрического поля полярные молекулы или квазидиполи преимущественно ориентируются по полю. Наряду с указанным процессом электрическое поле может приводить к смещению (миграции) свободных носителей заряда на макрорасстояние с последующим закреплением на ловушках. Закрепление смещенных на макрорасстояние зарядов может происходить как у электродов (приэлектродная поляризация), так и на границах раздела различных областей у неоднородных объектов (внутрислойная поляризация). В основе метода ТСД лежит неизотермическая электрическая релаксация. Благодаря этому он дает непосредственную информацию о механизме электрической релаксации и параметрах электрически активных дефектов в диэлектриках [2].

2. Метод термостимулированных токов

При изучении глубоких центров (ГЦ) или дефектов, образующих глубокие энергетические уровни в запрещенной зоне в полупроводнике методом ТСТ образец при низкой тем-

пературе возбуждают, например, светом, под влиянием которого ловушки переходят в неравновесное состояние. Затем образец нагревают с постоянной скоростью и регистрируют изменение его проводимости, обусловленное переходом полупроводника в состояние равновесия. Сравнение результатов таких измерений и измерений, проведенных без предварительного возбуждения полупроводника, позволяет обнаружить пики проводимости, связанные с опустошением ловушек. На основании экспериментальных данных можно установить положение соответствующих энергетических уровней в запрещенной зоне [4].

Полученная опытным путем с помощью метода ТСТ термостимулированная проводимость σ пропорциональна концентрации свободных носителей заряда [2]:

$$\sigma = qn\mu, \quad (5)$$

где q – элементарный заряд;

n – концентрация свободных носителей заряда;

μ – дрейфовая подвижность носителей заряда.

Анализ кривых ТСТ основан на предположении слабого заполнения ловушечного уровня $n_t \ll N_t$, где n_t – концентрация локализованных электронов, N_t – концентрация электронных ловушек. Если изменения концентрации свободных носителей происходит достаточно медленно, тогда [2]:

$$n = -\tau \frac{dn_t}{dt}, \quad (6)$$

где τ – время жизни носителей заряда.

Используя условия слабого заполнения, получается соотношение между концентрациями свободных и локализованных электронов [2]:

$$\frac{dn_t}{dt} = -\frac{N_c v S_t \exp\left(-\frac{E_t}{kT}\right)}{1 + \tau N_t v S_t} dt, \quad (7)$$

где N_c – эффективная плотность состояний в зоне проводимости;

v – средняя тепловая скорость электрона;

S_t – сечение захвата ГЦ;

E_t – энергия активации ГЦ;

N_t – концентрация ГЦ - ловушек для электронов.

Интегрирование с учетом того, что в исходном состоянии при T_0 степень заполнения ловушечного уровня равна n_{t0} , и переход от времени к температуре приводит к выражению [2]:

$$n_t = n_{t0} \exp \left[-\frac{1}{\beta} \int_{T_0}^T \frac{\exp\left(-\frac{E_t}{kT}\right) dT}{1 + \tau N_t v S_t} \right]. \quad (8)$$

Подставив выражение (8) в (6) и используя формулу (5), получают выражение для температурной зависимости проводимости [2]:

$$\sigma(T) = \frac{e\mu\tau N_c v S_t}{1 + \tau N_t v S_t} n_{t0} \exp \left[-\frac{E_t}{kT} - \frac{1}{\beta} \int_{T_0}^T \frac{N_c v S_t \exp\left(-\frac{E_t}{kT}\right) dT}{1 + \tau N_t v S_t} \right]. \quad (9)$$

Если принять, что величины N_c , ν , S_t , входящие в равенство (9), зависят от температуры следующим образом: $N_c \sim T^{3/2}$, $\nu \sim T^{3/2}$, $S_t \sim T^{-b}$, а величина τ , β и μ от температуры не зависят, то показано, что максимумы кривой ТСТ удовлетворяют уравнению [2]:

$$\frac{E_t}{kT_m} = \ln\left(\frac{T_m}{\beta}\right) + \ln\left(-\frac{N_c \nu S_t k}{E_t}\right) - \ln(1 + \tau N_t \nu S_t). \quad (10)$$

В случае медленного повторного захвата $\tau N_t \nu S_t \ll 1$ и уравнение (10) принимает вид [2]:

$$\frac{E_t}{kT_m} = \ln\left(\frac{T_m^2}{\beta}\right) + \ln\left(\frac{N_c \nu S_t k}{E_t}\right). \quad (11)$$

Если $S_t \sim T^{-2}$, как это часто наблюдается на опыте, второй член в правой части уравнения (11) не зависит от температуры, поскольку $N_c \sim T^{3/2}$, $\nu \sim T^{3/2}$. Тогда зависимость $\ln\left(-\frac{T_m^2}{\beta}\right)$ от $1/T$ при разных скоростях нагрева должна представлять собой прямую линию с наклоном, равным $\frac{E_t}{k}$, а точка пересечения этой прямой линии с осью абсцисс соответствует сечению захвата. Когда $b \neq 2$, уравнение (11) преобразуется и примет вид [2]:

$$\frac{E_t}{kT_m} = \ln\left(\frac{T_m^{4-b}}{\beta}\right) + C, \quad (12)$$

где C – коэффициент пропорциональности не зависит от температуры. Значение b надо подобрать таким, чтобы зависимость $\ln(T_m^{4-b}\beta^{-1})$ от T_m^{-1} выражалась прямой линией. После этого также определяем E_t и S_t . В случае быстрого повторного захвата ($\tau N_t \nu S_t \gg 1$) уравнение (8) переходит в уравнение [2]:

$$\frac{E_t}{kT_m} = \ln\left(\frac{T_m^{3/b}}{\beta}\right) + C_1, \quad (13)$$

где C_1 не зависит от температуры:

$$C_1 = \ln\left(\frac{N_c}{\tau N_t}\right) - \frac{3}{2} \ln(T_m) - \ln\left(\frac{E_t}{k}\right). \quad (14)$$

В данном случае нельзя получить никакой информации о значении S_t , однако можно рассчитать величину τN_t .

При получении кривых ТСТ для кремния, который характеризуется большой темновой проводимостью, образец нагревают до определенной температуры и снова быстро охлаждают до начальной температуры T_0 .

3. Метод термостимулированной емкости

Метод ТСЕ заключается в измерении емкости при непрерывном нагреве образца в отсутствие оптической эмиссии носителей заряда, т. е. в темноте. Используем метод ТСЕ для определения параметров ГЦ при условии, что напряжение смещения превышает контактную разность потенциалов ($V \gg V_K$). Временная зависимость емкости описывается выражением (15) [1]:

$$N_i(t) = N_{д.м.} + N_{д.г.и.}(t), \quad (15)$$

где $N_u(t)$ – концентрация ионизированных примесей;

$N_{д.м.}$ – концентрация мелких доноров;

$N_{д.г.и.}(t)$ – концентрация ионизированных глубоких доноров, которая определяется из выражения [1]:

$$N_{д.г.и.} = N_{д.г.} \left[1 - \exp\left(-\int_0^t e_n dt\right) \right], \quad (16)$$

где $N_{д.г.}$ – концентрация глубоких доноров.

Термостимулированный разряд уровня происходит в узком температурном интервале, поэтому можно принять, что в этом интервале температура линейно возрастает во времени [1]:

$$T = T_0 + \beta t, \quad (17)$$

где T_0 – температура, при которой скорость разряда еще мала ($t=0$ при $T=T_0$).

Вычислим время $t_{0.5}$, за которое уровень разрядится наполовину. Полагая в выражении (16) $N_{д.г.и.}(t_{0.5}) = 0.5N_{д.г.}$ и используя формулу

$$\tau = (\sigma_n \nu_{Tn} N_c)^{-1} \exp\left(\frac{\varepsilon_b - \varepsilon}{kT}\right) = (\sigma_n b_n T^2)^{-1} \exp\left(\frac{\varepsilon_c - \varepsilon}{kT}\right), \quad (18)$$

где b_n – параметр, зависящий от типа полупроводника, получают после преобразований приближенное равенство [1]:

$$\frac{\Delta \varepsilon}{kT_{0.5}} = \ln\left(\frac{\gamma_n N_c T_{0.5}}{\beta \ln 2}\right) - \ln\left(\frac{\Delta \varepsilon}{kT_{0.5}}\right), \quad (19)$$

где $T_{0.5} = T_0 + \beta t_{0.5}$ – температура при $t=t_{0.5}$. С другой стороны, значение емкости $C(t)$ при $t=t_{0.5}$ (т.е. при $T=T_{0.5}$) может быть получено из выражения,

$$\left[\frac{C(t)^2}{S} \right] = \frac{e \varepsilon_a N_{и.с.}}{2(V + V_k)}, \quad (20)$$

из которого также следует соотношение

$$\frac{C^2(t_{0.5}) - C_n^2}{C_c^2 - C_n^2} = 0.5. \quad (21)$$

Температура $T_{0.5}$ определяется по экспериментальным значениям $C(t)$, C_n и C_c , где C_n – начальное значение высокочастотной емкости, C_c – стационарное значение высокочастотной емкости. При $N_{д.г.} \ll N_{д.м.}$ выражение (21) принимает вид

$$\frac{\Delta C(t_{0.5})}{\Delta C} = 0.5, \quad (22)$$

где $\Delta C(t_{0.5}) = C(t_{0.5}) - C_n$, $\Delta C = C_c - C_n$. Значение $\Delta C(t)$ определяется экспериментально. Значение γ_n , входящее в выражение (19), заранее неизвестно, им приходится задаваться ориентировочно, исходя из накопленного эмпирического опыта и данных о ГЦ, полученных другими независимыми методами исследования.

Энергия ионизации ГЦ может быть определена также по положению максимума термостимулированного тока (ТСТ) из выражения [1]:

$$\frac{\Delta\varepsilon}{kT_{max}} = \ln \left(\frac{\gamma n N_c T_{max}}{\beta} \frac{kT_{max}}{\Delta\varepsilon} \right), \quad (23)$$

где T_{max} - температура, соответствующая максимуму ТСТ. Выражение (23) аналогично выражению (19). Концентрация $N_{д.г.}$, определяется из выражений:

$$\frac{N_{д.г.}}{N_{д.м.}} = \left(\frac{C_c}{C_n} \right)^2 - 1, \quad (24)$$

$$\frac{N_{д.г.}}{N_{д.м.}} = \frac{2\Delta C}{C_c}. \quad (25)$$

Линейная зависимость $T(t)$ в широком интервале температур может быть обеспечена автоматическим устройством, однако даже при нелинейной зависимости $T(t)$ можно в узком интервале термостимулированного разряда аппроксимировать эту зависимость выражением (17). Метод ТСЕ целесообразно использовать для быстрой и приближенной оценки параметров глубоких центров. Основное преимущество этого метода является его простота.

Структурная схема измерительной установки

Для реализации термостимулированных методов диагностики был разработан измерительно-аналитический комплекс, в котором автоматизация измерений осуществлена в среде инженерного графического программирования LabVIEW.

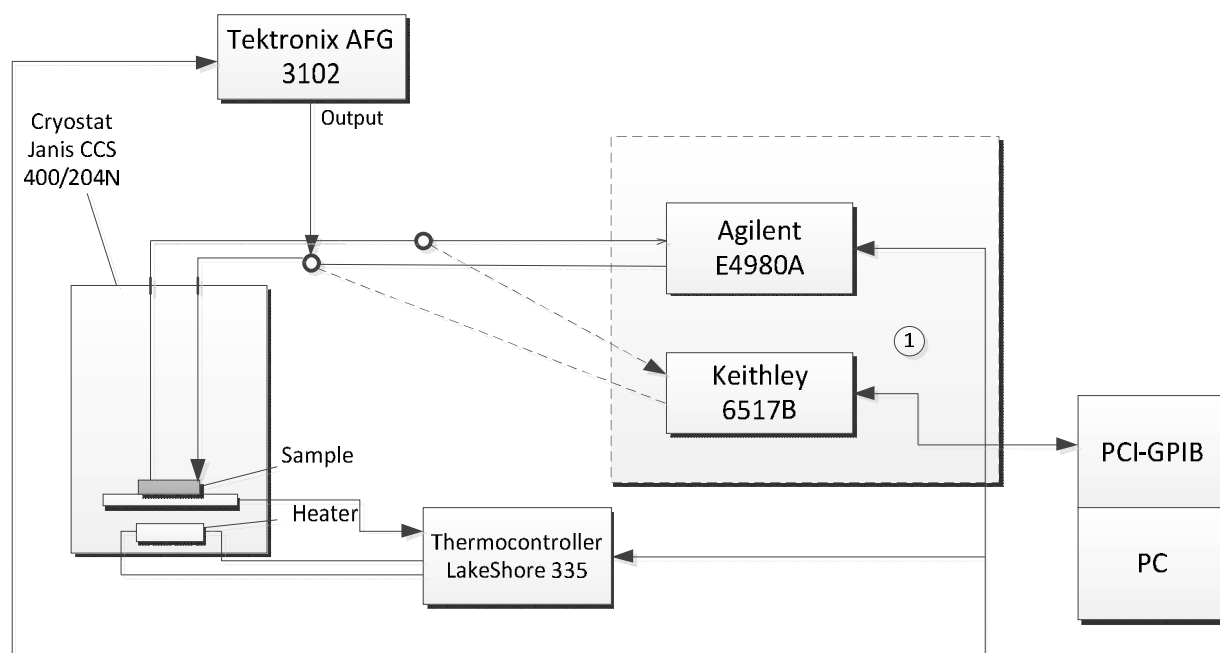


Рис. Блок-схема экспериментальной установки для исследования термостимулированных процессов

Измерительная ячейка выполнена на базе гелиевого криостата замкнутого цикла JanisCCS400/204N. Термоконтроллер LakeShore 335 обеспечивает нагрев и охлаждение образца по заданному закону в диапазоне температур 7 – 500 К. Генератор TektronixAFG 3102 обеспечивает линейный закон изменения напряжения смещения на образце при реализации метода ТСЕ. Измеритель иммитанса AgilentE4980А предназначен для измерения электрической проводимости, емкости. С помощью электрометра Keithley6517В осуществляется измерение электрического тока в методах ТСД и ТСТ. Перечисленные приборы по шине

GPiВуправляются с помощью компьютера, в котором осуществляется настройка режимов эксперимента, сбор, хранение и обработка экспериментальных данных.

Заключение

Таким образом, в работе кратко рассмотрены физические основы методов ТСД, ТСТ, ТСЕ, описана структурная схема измерительно-аналитического комплекса для исследования полупроводниковых и диэлектрических материалов и структур.

Библиографический список

1. Берман Л.С., Лебедев А.А. Емкостная спектроскопия глубоких центров в полупроводниках. Л.: Наука.- 1981. – 176с.
2. Сынов В.Ф., Сысоев В.И., Линчик З.Д. Учебное пособие. Релаксационные методы исследования энергетического спектра локализованных состояний в полупроводниках. Воронеж: Изд-во ВГУ. – 1982. – 180 с.
3. Гороховатский Ю.А. Основы термодеполаризованного анализа. М.: Наука.- 1981. - 176 с.
4. Бойцов В.Г., Рычков А.А. Определение механизма релаксации заряда в неполярных диэлектриках. ЖТФ. Т. 55. - 1985. - 881–886 с.
5. Булярский С.В., Грушко Н.С., Генерационно-рекомбинационные процессы в активных элементах. М. МГУ. – 1995.
6. Вертопрахо Е.В., Сальман Г.С. Термостимулированные процессы в полупроводниках. М.: Наука. - 1972.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

МЕТОДИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОНЦЕНТРАЦИИ ГЛУБОКИХ ЦЕНТРОВ ПО СПЕКТРАМ ТОКОВОЙ РСГУ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ БАРЬЕРНЫХ СТРУКТУРАХ

Н.Е. Гришин, М.В. Зубков

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, boneofarcher@gmail.com*

Аннотация. В работе рассматриваются методические особенности определения концентрации глубоких центров, а также особенности применения токовой РСГУ.

Ключевые слова: токовая релаксационная спектроскопия глубоких уровней (РСГУ), профиль концентрации, ширина ОПЗ(W).

METHODICAL FEATURES OF DEFINITION CONCENTRATIONS OF DEEP SPECTRA CENTERS CURRENT RSU IN SEMICONDUCTOR BARRIER STRUCTURES

N.E. Grishin, M.V. Zubkov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, boneofarcher@gmail.com*

Annotation. This paper discusses the methodological features of determining the concentration of deep centers, as well as the features of using DLTS.

Keywords: deep level Transient Spectroscopy (DLTS), concentration profile, space-charge region width (W).

Проблема корректного определения концентрации глубоких центров и профиля концентрации является одной из основных в теории и практике релаксационной спектроскопии глубоких уровней (РСГУ). В ряде случаев только по изменению концентрации глубоких центров (ГЦ) можно судить о влиянии режимов технологических процессов на параметры изделий микро- и нанoeлектроники.

Для расчета и моделирования профиля концентрации использовались токовые РСГУ-спектры, полученные на диодах Шоттки Al-n-Si с однородным профилем концентрации мел-

ких легирующих центров в базе диода и удельным сопротивлением подложки $\rho_v=1$ Ом·см [1]. На токовых РСГУ-спектрах указанных диодов (рисунок 1) наблюдали 4 донорных глубоких уровня с энергиями ионизации соответственно 0,12; 0,41; 0,46 и 0,56 эВ.

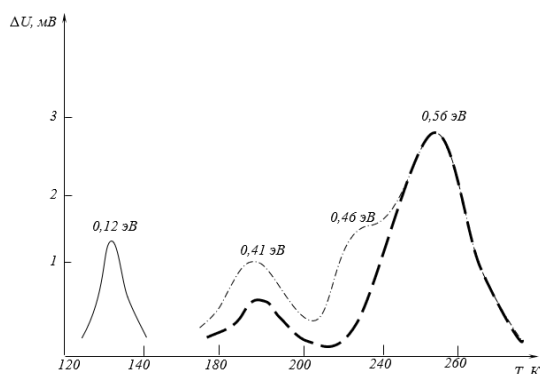


Рис. 1. Токовые РСГУ-спектры диодов Шоттки *Al-Si* при постоянной времени $\tau=20$ мс

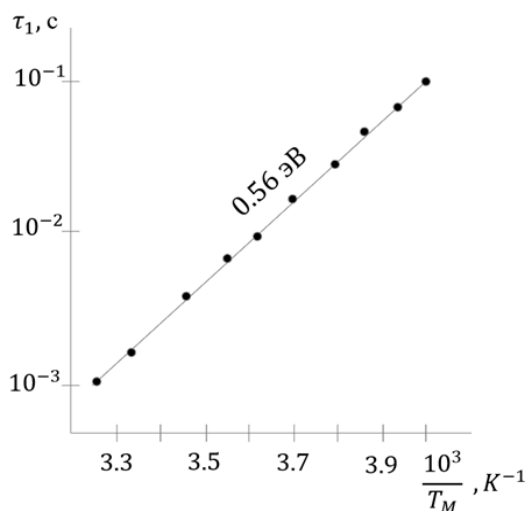


Рис. 2. Экспериментальный график Аррениуса

В результате исследований установлено, что ГУ с $\Delta E = E_c - E_t = 0,56$ эВ (рисунок 2) имеет концентрацию $N_t = 10^{15}$ см⁻³ (уровень легирования базы диода $N_d = 5,5 \cdot 10^{15}$ см⁻³, $\rho_v=1$ Ом·см), которая не зависит от глубины образца (однородный профиль концентрации ГЦ) [1].

В таблице 1 представлены результаты расчётов ширины ОПЗ (W) в зависимости от амплитуды импульса напряжения (V) обратного смещения на указанной диодной структуре.

W_1 – ширина ОПЗ при переключении структуры от $V=0$ до $V=V_1$ в стационарном состоянии:

$$W_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot (V_k + V_1)}{e \cdot N_d}}, \quad (1)$$

W_2 – ширина ОПЗ при переключении структуры от $V=0$ до $V=V_2$ в стационарном состоянии:

$$W_2 = \sqrt{\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot (V_k + V_2)}{e \cdot N_d}}, \quad (2)$$

Таблица 1. Зависимость толщины ОПЗ от обратного напряжения на диодах Шоттки

№	$V_1, \text{В}$	$V_2, \text{В}$	$W_1, \text{см}$	$W_2, \text{см}$
1	0	0,35	$4,11 \cdot 10^{-4}$	$5,03 \cdot 10^{-4}$
2	0,35	0,81	$5,03 \cdot 10^{-4}$	$6,03 \cdot 10^{-4}$
3	0,81	1,5	$6,03 \cdot 10^{-4}$	$7,28 \cdot 10^{-4}$
4	1,9	3,4	$7,92 \cdot 10^{-4}$	$9,94 \cdot 10^{-4}$
5	3,4	5,2	$9,94 \cdot 10^{-4}$	$1,19 \cdot 10^{-3}$
6	5,2	5,7	$1,19 \cdot 10^{-3}$	$1,24 \cdot 10^{-3}$
7	5,7	6,2	$1,24 \cdot 10^{-3}$	$1,29 \cdot 10^{-3}$
8	6,2	6,5	$1,29 \cdot 10^{-3}$	$1,31 \cdot 10^{-3}$
9	6,5	6,8	$1,31 \cdot 10^{-3}$	$1,34 \cdot 10^{-3}$
10	6,8	7	$1,34 \cdot 10^{-3}$	$1,36 \cdot 10^{-3}$

Для определения активной части ОПЗ (области эмиссии основных носителей заряда с глубоких центров) использовали общеизвестный подход, учитывающий изменение границ слоя объемного заряда в процессе релаксации тока [2]:

$$\int_{x_1}^{x_2} (1 - \frac{x}{W}) dx = \int_{x_1}^{x_2} dx - \int_{x_1}^{x_2} \frac{x}{W} dx. \quad (3)$$

Проинтегрировав (3), получаем:

$$x_1 - x_2 - \frac{x_2^2 - x_1^2}{2W} = x_1 - x_2 - \frac{(x_2 - x_1) \cdot (x_1 + x_2)}{2W}, \quad (4)$$

$$(x_2 - x_1) \cdot [1 - \frac{x_2 + x_1}{2W}] = (W_2 - W_1) \cdot [1 - \frac{W_2 - \lambda + W_1 - \lambda}{2W_2}], \quad (5)$$

$$(W_2 - W_1) \cdot [\frac{2W_2 - W_1 + \lambda - W_1 + \lambda}{2W_2}] = \frac{W_2 - W_1}{2} \cdot [1 - \frac{W_1}{W_2} + \frac{2\lambda}{W_2}] \quad (6)$$

Таким образом, выражение для расчёта активной части ОПЗ по данным токовой РСГУ имеет вид:

$$d = \frac{W_2 - W_1}{2} \left[1 - \frac{W_1}{W_2} + \frac{\lambda}{W_2} \right]. \quad (7)$$

Отметим, что в литературе используются и другие подходы к определению активной части ОПЗ.

Так, в работе [3] полагают, что область эмиссии соизмерима с толщиной ОПЗ соответствующей амплитуде обедняющего импульса V_2 (считают, что $W_2 \gg W_1$), поэтому:

$$d = W_2. \quad (8)$$

В статье [4] считают, что область эмиссии определяется разностью толщин ОПЗ (пренебрегают краевой областью λ):

$$d = W_1 - W_2. \quad (9)$$

Проведем расчет концентрации N_t с использованием формул (7-9) и ранее полученных в работе [1] токовых РСГУ спектров. Полученные результаты представлены в таблице 2.

Таблица 2. Зависимость концентрации ГЦ от напряжения на диодах Шоттки: N_{t1} – для случая расчёта d по формуле (9); N_{t2} – для случая расчёта d по формуле (8); N_{t3} – для случая расчёта d по формуле (7)

№	$V_1, \text{В}$	$V_2, \text{В}$	$N_{t1}, 10^{12} \text{ см}^{-3}$	$N_{t2}, \text{см}^{-3}$	$N_{t3}, 10^{13} \text{ см}^{-3}$	$U_{\text{выск}}, \text{мВ}$
1	0	0,35	6,8	$1,3^* 10^{12}$	1,05	1,219
2	0,35	0,81	5,8	$9,6^* 10^{11}$	1,0	1,116
3	0,81	1,5	4,9	$8,6^* 10^{11}$	0,96	1,193
4	1,9	3,4	4,1	$8,1^* 10^{11}$	1,06	1,57
5	3,4	5,2	3,3	$5,5^* 10^{11}$	1,0	1,276
6	5,2	5,7	2,6	$1,1^* 10^{11}$	1,02	0,248
7	5,7	6,2	2,6	$9,1^* 10^{10}$	0,98	0,229
8	6,2	6,5	2,4	$4,7^* 10^{10}$	1,03	0,126
9	6,5	6,8	2,3	$4,7^* 10^{10}$	1,0	0,121
10	6,8	7	2,2	$2,9^* 10^{10}$	0,97	0,077

Как видно из рисунка 4, расчет концентрации на основе соотношения (7) наиболее точно отражает реальный профиль концентрации глубоких центров в структуре диода Шоттки. В то же время использование подходов, представленных в работах [3,4], показывает кажущееся уменьшение концентрации ГЦ с ростом координаты x . На практике погрешность в N_t сильно зависит от режимов работы РСГУ – спектрометра и может достигать значения 20% [5]. Кроме того, росту погрешности способствуют неточности, возникающие из-за разделения пиков при анализе сложных РСГУ - спектров.

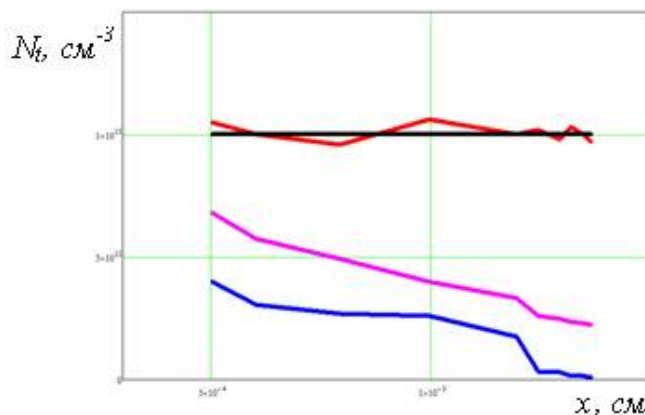


Рис. 4. Профиль концентрации глубоких центров в диодах Шоттки $Al-n-Si$ при различных подходах к определению активной части ОПЗ (N_t – концентрация ГЦ определяемая методом РСГУ после жидкостного травления кремния на заданную глубину)

Таким образом, при расчете концентрации глубоких центров по спектрам токовой РСГУ следует придерживаться традиционных подходов при определении активной области ОПЗ [2], в противном случае можно получить заниженные значения N_t вблизи границы раздела металл-полупроводник.

Библиографический список

1. Зубков М.В. Резонансная релаксационная спектроскопия глубоких уровней // Дис. канд. техн. наук: Рязань, 1989. 215 с.
2. Lang D.V. Space charge spectroscopy in semiconductors // Thermally stimulated relaxation processes in solids / Ed. by P. Braunlich. New York : Spingler – Verlag, 1979 . P. 39 – 133.

3. Farmer J.W., Nugent J.C. Transient current spectroscopy of neutron irradiated silicon // Neutron Transmutat. Doping Semicond.: Mater. Proc. 4th Neutron Transmutat. Doping Conf., Gaithersburg, Md, 1-3 June, 1982. New York, London, 1984. P. 225 – 239.

4. Денисов А.А., Лактюшкин В.Н., Садофьев Ю.Г. Релаксационная спектроскопия глубоких уровней // Обзоры по электронной технике. Сер. 7, вып. 15 (1141). – М.: ЦНИИ “Электроника”, 1986. 56 с.

5. Автоматизированный измерительно-аналитический комплекс релаксационной спектроскопии глубоких уровней с базой данных / В.В. Гудзев, М.В. Зубков, В.Г. Литвинов // Межвуз. сб. научных трудов «Электроника». Рязань, 2009. С. 73–83.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ВЛИЯНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ НА СТРУКТУРУ И СВОЙСТВА ТОНКИХ АЛМАЗОПОДОБНЫХ УГЛЕРОДНЫХ ПЛЕНОК

А.П. Рязгузов^{1,2,3}, А.Р. Асембаева^{1,2}, Р.Р. Немкаева¹, Н.Р. Гусейнов¹, Е. Кадыров³

¹Национальная нанотехнологическая лаборатория открытого типа

Казахский национальный университет имени аль-Фараби,
Алматы, 050040 Республика Казахстан

²Satbayev University, Алматы, 050040 Республика Казахстан

³Кафедра физики твердого тела и нелинейной физики
Казахского национального университета имени аль-Фараби,
Алматы, 050040 Республика Казахстан
E-mail: Aliya.Asembaeva@mail.ru

Аннотация. В работе приведены результаты исследования влияния напряжения смещения (U_{bias}) на структуру и свойства тонких аморфных углеродных пленок (а-С). Методом рамановской спектроскопии показано влияние напряжения смещения на локальную структуру полученных тонких пленок. Исследованы изменения оптических свойств а-С пленок полученных при разных значениях напряжения смещения на подложке. Показана корреляция между условиями синтеза, структурой и оптическими свойствами а-С пленок.

Ключевые слова: аморфный алмазоподобный углерод (DLC), спектры комбинационного рассеяния (КРС), напряжение смещения.

INFLUENCE OF SUBSTRATE-BIAS VOLTAGE ON THE STRUCTURE AND PROPERTIES OF THIN DIAMOND-LIKE CARBON FILMS

Aleksander Ryaguzov^{1,2,3}, Aliya Assembaeva^{1,2}, Renata Nemkayeva¹, Nazim Guseinov¹, Kadyrov Yerkebulan³

¹National Nanotechnology Laboratory of Open Type, Al-Farabi KazNU,
Almaty, 050040 Republic of Kazakhstan

²K.Y. Satbayev University, Almaty, 050040 Republic of Kazakhstan

³Department of Solid State Physics and Nonlinear Physics, Al-Farabi KazNU,
Almaty, 050040 Republic of Kazakhstan
E-mail: Aliya.assembaeva@mail.ru

Abstract. The paper presents the results of a study of the effect of substrate-bias voltage (U_{bias}) on the structure and properties of thin amorphous carbon films (a-C). Raman spectroscopy shows the effect of substrate-bias voltage on the local structure of the obtained thin films. Changes in the optical properties of a-C films obtained at different values of the substrate-bias voltage are investigated. A correlation between the synthesis conditions, structure, and optical properties of a-C films was shown.

Keywords: amorphous diamond-like carbon (DLC); Raman spectra (RS), substrate-bias voltage.

В настоящее время решение вопроса повышения эксплуатационных характеристик и надежности отдельных элементов машин, износостойкости инструментов является актуальной задачей. В связи с этим, проявляется большой интерес к углеродным алмазоподобным DLC пленкам, обусловленный такими свойствами как, низкий коэффициент трения, высокая твердость, высокая коррозионная стойкость, износостойкость и т.д. [1]. Благодаря таким уникальным трибологическим характеристикам алмазоподобные пленки находят все более широкое применение в различных отраслях техники и машиностроении, как защитные и уп-

рочняющие покрытия [2,3]. Свойства и характеристики алмазоподобных пленок можно изменять в широком спектре как путем модификации атомами различных элементов, так и изменением технологических параметров синтеза [4,5].

На сегодняшний день тонкие а-С пленки можно получать различными методами синтеза, такими как импульсное лазерное осаждение, катодно-дуговое осаждение, ионно-плазменные методы и т.д. [6-8]. Благодаря возможностям изменения состава плазмообразующего газа и изменения технологических параметров синтеза ионно-плазменные методы синтеза позволяют получать аморфные углеродные а-С пленки с различным количеством и соотношением структурных элементов (sp^3 , sp^2 , sp^1), которое приводит к изменению механических, электронных и других свойств [9].

1. Экспериментальная часть

В данной работе тонкие а-С пленки были получены методом магнетронного ионно-плазменного распыления в атмосфере газа аргон (99.9999%) при разных значениях напряжения смещения (-10, -50, -100 и -150 В) на подложке. В качестве мишени использовались углеродные диски с чистотой 99.999%. Давление рабочего газа в камере составляла 0.7 Па. Распыление происходило при постоянном значении тока, мощность которого составляла 15.75 Вт. Температура подложек при синтезе была $<50^\circ\text{C}$. Углеродные пленки одновременно напылялись на поверхность кварцевых и кремниевых подложек, предворительно прошедших через несколько этапов очистки.

2. Обсуждения и результаты

2.1. Исследование локальной структуры синтезированных а-С пленок

Методом рамановской спектроскопии было изучено влияние отрицательного напряжения смещения на подложке на локальную структуру синтезированных аморфных а-С пленок, с использованием красного (@633 nm) и синего (@473 nm) лазеров. Как известно [10], КРС спектры от углеродных алмазоподобных пленок характеризуются основным G пиком на частоте 1550 см^{-1} , и плечом в области частот $1380\text{--}1410\text{ см}^{-1}$. G пик является основной полосой графитовой составляющей углеродных структур.

Появление пика на частоте 1380 см^{-1} приписывают D пику, который говорит о существовании дыхательной моды шестигранных молекул углерода с sp^2 узлами.

На рисунке 1 показаны КРС спектры синтезированных пленок при разных значениях напряжения смещения.

Как видно из рисунка 1 КРС характеризуется основным G пиком и плечом в низкочастотной области. Для более детального исследования КРС спектров провели разложение по нормальному распределению. Разложение проводилось на минимальное количество пиков, результирующая которых, с максимальной достоверностью $>0,999$ описывает экспериментальную кривую. Как видно из рисунка 1 разложение на гауссовы составляющие принимают частоты, которые можно отнести пик 3 ($1550\text{--}1560\text{ см}^{-1}$) к G основному пику и пик 2 ($1380\text{--}1410\text{ см}^{-1}$) к D пику. Появление пика 1 в области частоты 1260 см^{-1} согласно фоновой плотности состояний в работе [10] к пику который определяет структуры с sp^3 гибридизацией связи. Появление пика 1 говорит об увеличении sp^3 гибридизированных связей в составе пленки [9, 11].

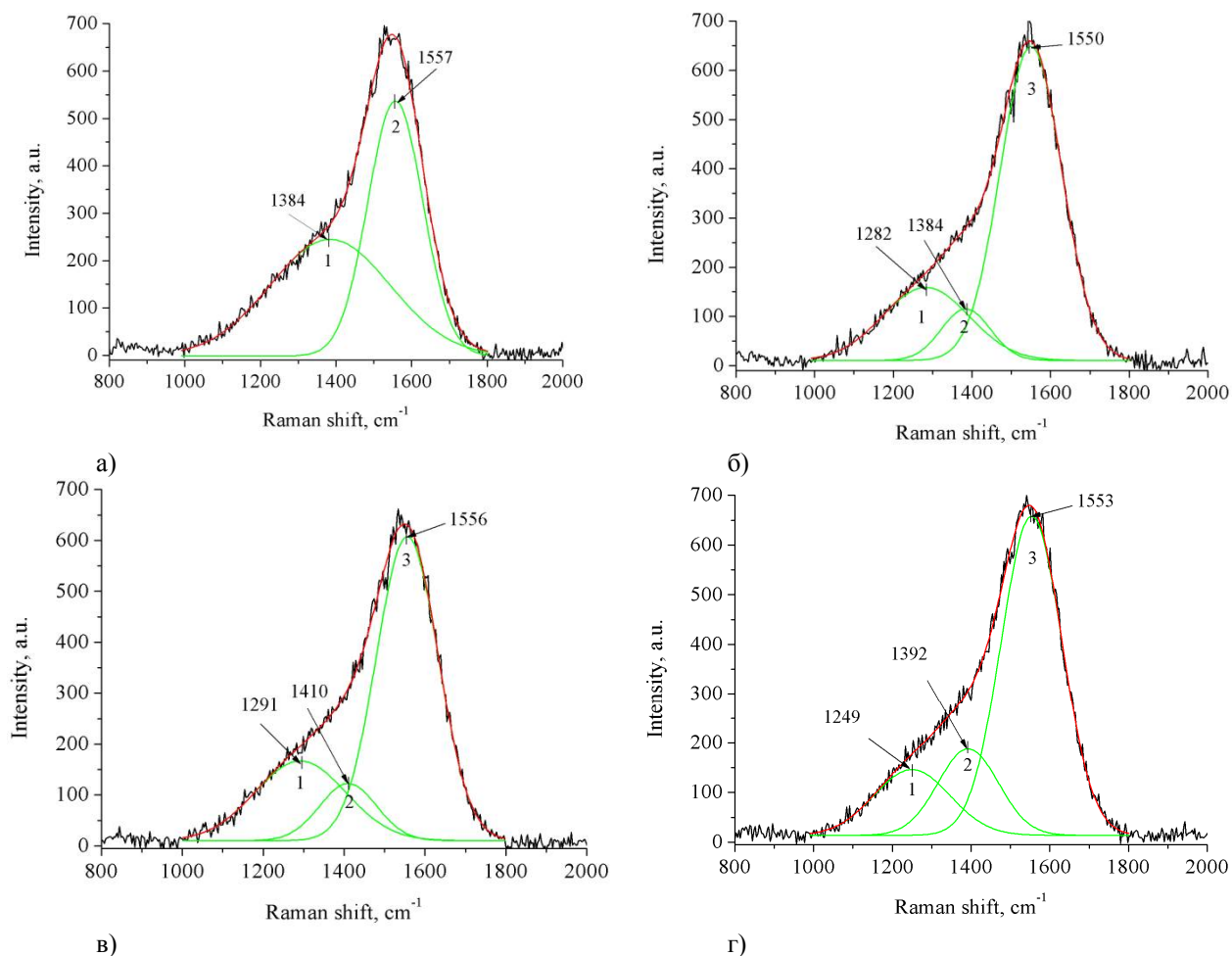


Рис. 1. КРС спектры а-С пленок синтезированных при разных значениях отрицательного напряжения смещения на подложке, а) -10 В, б) -50В, в)-100, г) -150 В.

При нормальном распределении КРС спектр от пленки, синтезированной при $U_{bias} = -10$ В, разбивается на 2 пика. КРС от пленок с значениями $U_{bias} = (-50, -100, -150)$ В разбиваются на 3 пика (рис. 1 б, в, г), которые можно связать с изменением соотношения sp^2/sp^3 связей в структуре а-С пленок. Разложение КРС спектров (рис. 1 б, в) показало, что интенсивность пика 1 при значениях $U_{bias} = -50$ В и -100 В больше пика 2. Как показано в работе [12] в данной области отрицательных смещений увеличивается количество в растущей пленке sp^3 гибризированных связей. Это по-видимому связано с определенными условиями конденсации положительных ионов углерода при отрицательном напряжении смещения на подложке. Увеличение энергии и плотности ионов, а так же изменение угла «падения» ионов будут существенно влиять на формирование пленки.

Дополнительными характеристиками определения количества и соотношения структурных единиц (sp^3 , sp^2 , sp^1) в а-С пленках являются изучение отношения интенсивностей D и G пиков (I_D/I_G) и дисперсии G пика (Disp.G рис. 2 б). Как правило [10], увеличение количества sp^3 узлов приводит к сдвигу положения G пика в низкочастотную область и уменьшению отношения I_D/I_G . Из рис. 2 а можно видеть, что отношение I_D/I_G имеет минимум при значении напряжения смещения $U_{bias} \sim -60$ В. Из этого можно предполагать, что из всех образцов, в пленках полученных при $U_{bias} \sim -60$ В содержится наибольшее количество sp^3 узлов.

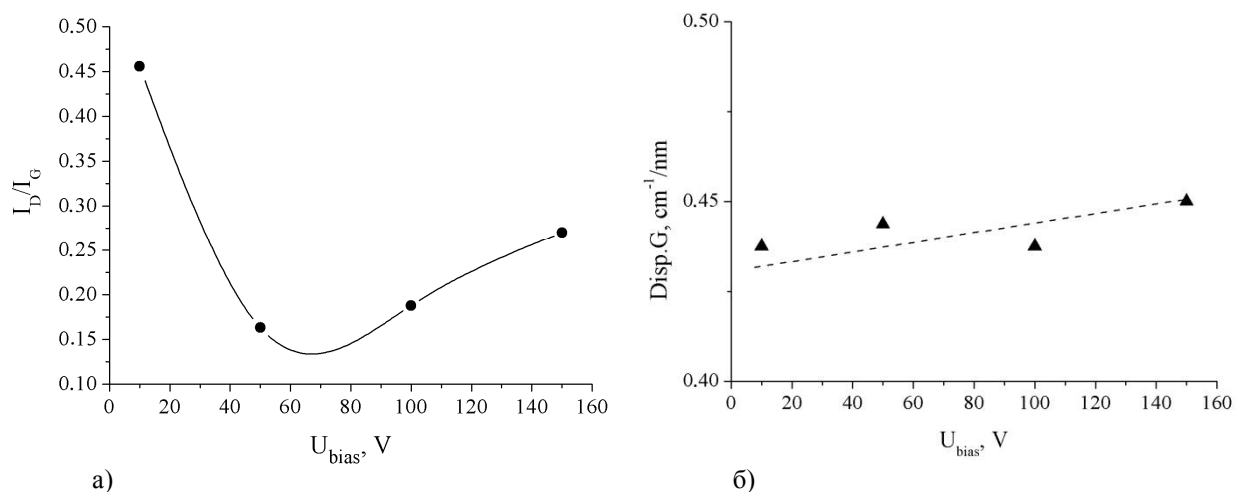


Рис. 2. Изменение характеристик КРС спектров а-С пленок в зависимости от значения отрицательного напряжения смещения на подложке:

(а) отношение интенсивностей D и G пиков, (б) дисперсия G пика

2.2. Исследование оптических свойств

Исследование оптических спектров синтезированных пленок проводилось в диапазоне от 190 нм до 110 нм. Коэффициенты пропускания на длине волны 200 нм изменялись от 35 до 20% в зависимости от напряжения смещения. Были рассчитаны значения оптической ширины запрещенной зоны (E_g) по квадратичному закону Тауца [13], при значениях $\alpha \sim 10^5 \text{ cm}^{-1}$ и $\alpha \cdot d \sim 1$. Как видно из рис. 3 E_g достигает максимального значения при $U_{bias} \sim -60 \text{ В}$. По полученным данным можно сказать что, изменение значений оптической ширины запрещенной зоны E_g коррелирует с изменением I_D/I_G .

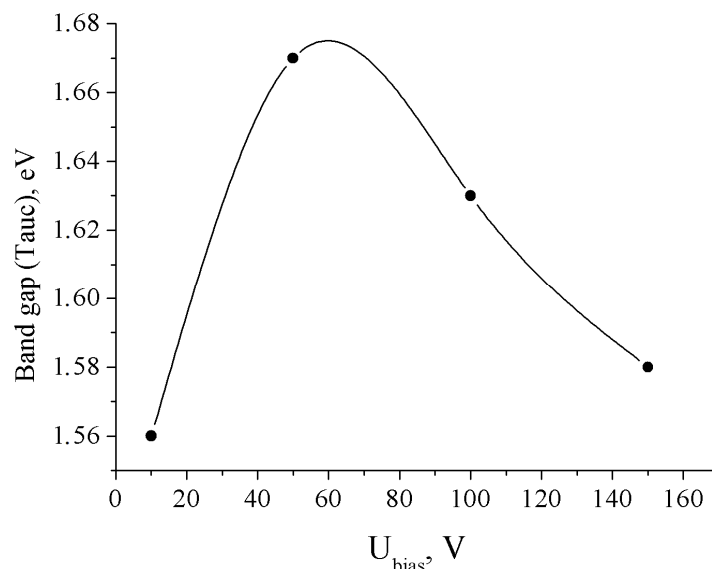


Рис. 3. Изменение оптической ширины запрещенной зоны (E_g) а-С пленок в зависимости от величины отрицательного напряжения смещения на подложке

Заключение

В работе было выявлено, что отрицательное напряжение смещения влияет на формирование локальной структуры. При малых значениях U_{bias} (-10 В) энергия ионов сравнительно мала, и частицы при достижении поверхности подложки «прилипают» к растущей пленке, оставаясь в sp^2 состоянии с наименьшей энергией связи. При напряжении смещения U_{bias} -50 и -100 В ионы углерода приобретают необходимую энергию, для «проникновения» вглубь. В результате этого происходит передача дополнительной энергии нижележащим слоям растущей пленки, что и приводит к увеличению атомов углерода с достаточной энергией для образования дополнительных sp^3 узлов. При -150 В напряжения смещения, возможно, происходит увеличение энергии ионов до значений, которые намного превышают значение пороговой энергии необходимой для образования новых sp^3 узлов, и происходит рассеивание избыточной энергии по всей поверхности растущей пленки. Поэтому наблюдается корреляция в изменении отношения I_D/I_G и оптической ширины запрещенной зоны. Таким образом, можно заключить, что напряжение смещения на подложке существенно влияет на формирование структуры в широком диапазоне изменения соотношения sp^2/sp^3 связей и как следствие приводит к изменению свойств а-С пленок.

Библиографический список

1. Thorwarth, G., Falub, C., Müller, U., Weisse, B., Voisard, C., Tobler, M. Tribological behavior of DLC-coated articulating joint implants. – *Acta Biomater.*, 2010, v.6. – pp. 2335–2341.
2. Ferrari, A. Diamond – like carbon for magnetic storage disks. – *Surface and coating technology*, 2004, v.180 (181). – pp. 190–206.
3. Azzi, M.; Amirault, P., Paquette, M., Klemberg-Sapieha, J.E., Martinu, L. Corrosion performance and mechanical stability of 316L/DLC coating system: Role of interlayers. – *Surf. Coat. Technol.*, 2010, v.204. – pp. 3986–3994.
4. Ryaguzov, A.P., Nemkayeva, R.R., Guseinov, N.R., Assembayeva, A.R., Zaitsev, S.I. Percolation conductivity in amorphous carbon films modified with palladium nanoparticles. – *Journal of Non-Crystalline Solids*, 2020, v.532. – pp. 119876.
5. Sattel, S., Robertson, J., Ehrhardt, H. Effects of deposition temperature on the properties of hydrogenated tetrahedral amorphous carbon. – *Journal of applied physics*, 1997, v.82. – pp. 4566–4576.
6. Takikawa, H., Izumi, K., Miyano, R., Sakakibara, T. DLC thin film preparation by cathodic arc deposition with a super droplet-free system. – *Surface Coating Technol.*, 2003, v.163. – pp. 368–373.
7. Бугаев, С.П., Коротаев, А.Д., Оскомов, К.В., Сочугов Н.С. Свойства алмазоподобных пленок, полученных в барьерном разряде при атмосферном давлении. – *ЖТФ*, 1997, т.67 (8). – сс. 100–104.
8. Masahito, B., Takeshi, H., Sadao, F., Junzo, F. Stress and structural properties of diamond-like carbon films deposited by electron beam excited plasma CVD. – *Diamond and Related Materials*, 2003, v.12. – pp. 47–56.
9. Ryaguzov, A. P., Nemkayeva, R. R., Yukhnovets, O. I., Guseinov, N. R., Mikhailova, S. L., Bekmurat, F., Assembayeva, A. R. The effect of nonequilibrium synthesis conditions on the structure and optical properties of amorphous carbon films. – *Optics and Spectroscopy*, 2019, v.127 (2). – pp. 251–259.
10. Ferrari, A. C., Robertson, J. Interpretation of Raman spectra of disordered and amorphous carbon. – *Phys. Rev. B*, 2000, v.61. – pp. 14095.
11. Ryaguzov, A.P., Yermekov, G.A., Nurmamyrov, T.E., Nemkayeva, R.R., Guseinov, N.R., Aliaskarov, R.K. Visible Raman spectroscopy of carbon films synthesized by ion-plasma sputtering of graphite. – *J. Mater. Res.*, 2016, v.31(1). – pp. 127–136.
12. Wei Dai, He Zheng, Guosong Wu, Aiyang Wang. Effect of bias voltage on growth property of Cr-DLC film prepared by linear ion beam deposition technique. – *Vacuum*, 2010, v.85. – pp. 231–235.
13. Tauc, J. Amorphous and Liquid Semiconductors. Optical properties of amorphous semiconductors. – © Plenum Publishing Company Ltd, 1974.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

МЕТОД CELIV: ПЕРСПЕКТИВЫ И ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕУПОРЯДОЧЕННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

В.Г. Мишустин, Д.Р. Назимов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, nazimovdmityr98@gmail.com*

Аннотация. В статье рассматривается метод CELIV для определения подвижности носителей заряда в неупорядоченных полупроводниковых материалах, его разновидности и особенности применения. Приведены схемы эксперимента методом CELIV и Photo-CELIV, а также эпюры напряжений и токов.

Ключевые слова: метод CELIV, неупорядоченные полупроводники, подвижность носителей заряда.

CELIV METHOD: ASPECTS AND FEATURES OF APPLICATION FOR DISORDERED SEMICONDUCTORS RESEARCH

V.G. Mishustin, D.R. Nazimov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, nazimovdmityr98@gmail.com*

The summary. This article discusses CELIV method for determining mobility of charge carriers in disordered semiconductors, its variations and application features. Schemes of an experiment of CELIV and Photo-CELIV methods, voltage and current diagrams are presented.

Keywords: CELIV method, disordered semiconductors, mobility of charge carriers.

В настоящее время неупорядоченные полупроводники, в том числе и органические, нашли достаточно широкое применение в электронике. Это материалы для солнечных элементов и различных датчиков электромагнитного излучения, тонкопленочных полевых транзисторов и др. Отличительной особенностью этих материалов является низкая подвижность носителей заряда и дисперсионный характер их транспорта. Возможность исследования кинетических характеристик неупорядоченных полупроводников является необходимым условием для ученых и инженеров для разработки современной элементной базы и изделий электроники [1].

Существует достаточно большое количество методов определения подвижности носителей заряда, однако большинство из них неприменимо для исследования неупорядоченных полупроводников, особенно когда речь идет о тонких пленках толщиной менее 100 нм. Это обусловлено принципиальными отличиями между кристаллическими и неупорядоченными материалами, а также существенным изменением электрофизических свойств при переходе от объемных материалов к тонкопленочным структурам [2].

Одним из эффективных методов, позволяющих измерять подвижность равновесных носителей заряда в пленках с толщиной менее 100 нм, является метод CELIV (Charge Extraction by Linearly Increasing Voltage). Суть метода заключается в том, что к электродам образца прикладываются два импульса напряжения, которые линейно возрастают со временем. В результате через измерительную схему протекает переходной ток, который включает в себя ток смещения и ток проводимости, связанный с экстракцией носителей из слоя полупроводника. При этом ток обусловлен преимущественно транспортом собственных равновесных носителей заряда, а не инжектированных через электроды [3].

Согласно экспериментальным данным переходный ток проходит через максимум, время достижения которого, согласно теоретическому анализу, связано с подвижностью носителей заряда [4]. Экстракция заряда определяется нестационарными процессами, связанными с токами смещения и проводимости, при малом времени задержки t_{del} между двумя импульсами линейно нарастающего напряжения. Назначение второго импульса напряжения

заключается в контроле характеристик запирающего контакта, а изменение t_{del} позволяет оценить время релаксации заряда в исследуемой структуре.

Следует отметить, что в методе CELIV отсутствует резкий всплеск тока смещения, который затрудняет анализ сигнала при использовании традиционного времяпролетного метода [5]. Структурная схема измерения методом CELIV показана на рисунке 1.

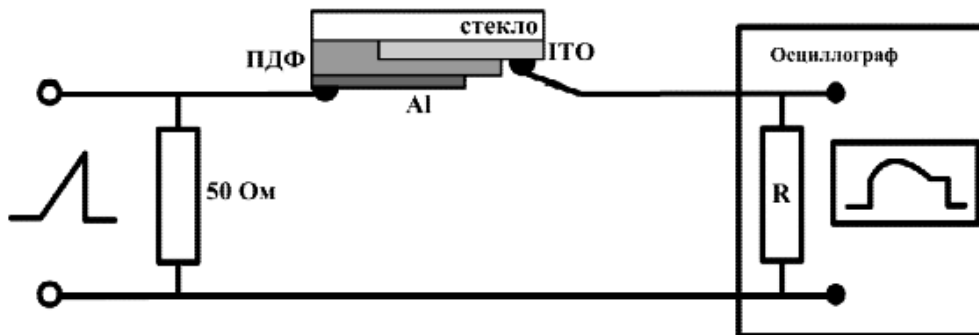


Рис. 1. Структурная схема измерения методом CELIV [4]

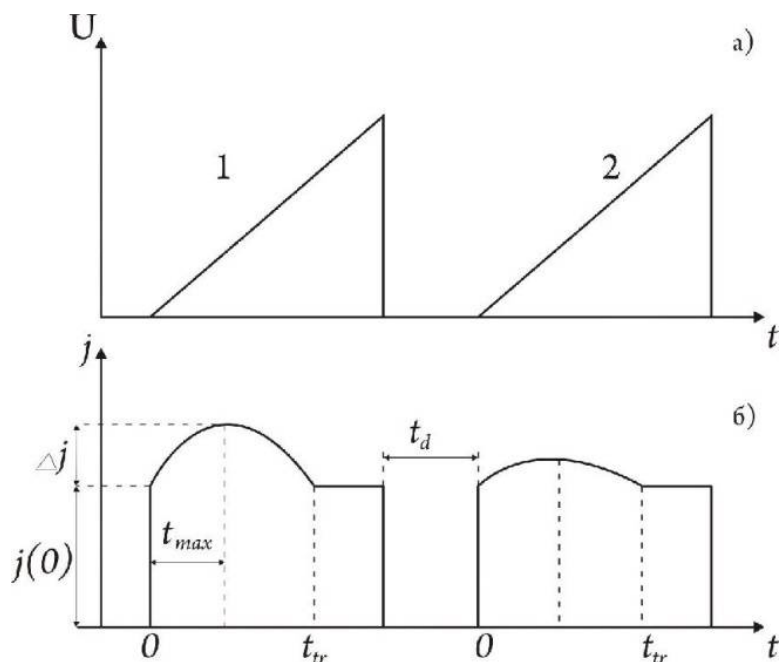


Рис. 2. Эпоэры напряжений и токов при измерениях методом CELIV ($U(t)=A \cdot t$) [4]

Первоначально метод CELIV был разработан для экстракции собственных равновесных носителей заряда. Но затем этот метод был адаптирован для экстракции носителей, которые генерируются под действием импульса света. Таким образом, метод CELIV можно разделить на две разновидности:

- экстракция равновесных носителей заряда;
- экстракция фотогенерированных носителей заряда (Photo-CELIV).

Режим экстракции фотогенерированных носителей используется для нелегированных пленок, когда практически отсутствуют равновесные носители, возникающие за счет тепловой генерации. Обычно Photo-CELIV используется для измерения подвижности носителей заряда в органических полупроводниках [6]. Здесь из-за большой ширины запрещенной зоны

или щели подвижности (обычно 2 эВ и более) концентрация собственных носителей заряда невелика.

Исследования полупроводниковых материалов методом Photo-CELIV проводится следующим образом. Сначала лазерный импульс с соответствующей энергией фотонов возбуждает избыточные носители заряда внутри фотоактивного слоя, а затем они экстрактируются под действием линейно возрастающего напряжения. Для расчета подвижностей носителей заряда измеряется время достижения максимального значения тока [7]. Структурная схема измерения методом Photo-CELIV, эпюры напряжений и токов показаны на рисунке 3.

Однако, следует отметить, что экспериментальная реализация измерения подвижности носителей заряда методами CELIV и Photo-CELIV является нетривиальной задачей. Опыты имеют невысокую воспроизводимость результатов, в первую очередь, из-за сложности объектов исследований – тонкопленочных структур на основе неупорядоченных полупроводников. Экспериментальные структуры должны иметь с одной стороны запирающий контакт, а с другой – омический. Для их изготовления требуются материалы высокой чистоты, а также строгое соблюдение технологии [8]. Кроме того, определенную трудность представляет обработка экспериментальных данных, результаты которой в значительной степени зависят от параметров, закладываемых в соответствующие математические модели [9, 10].

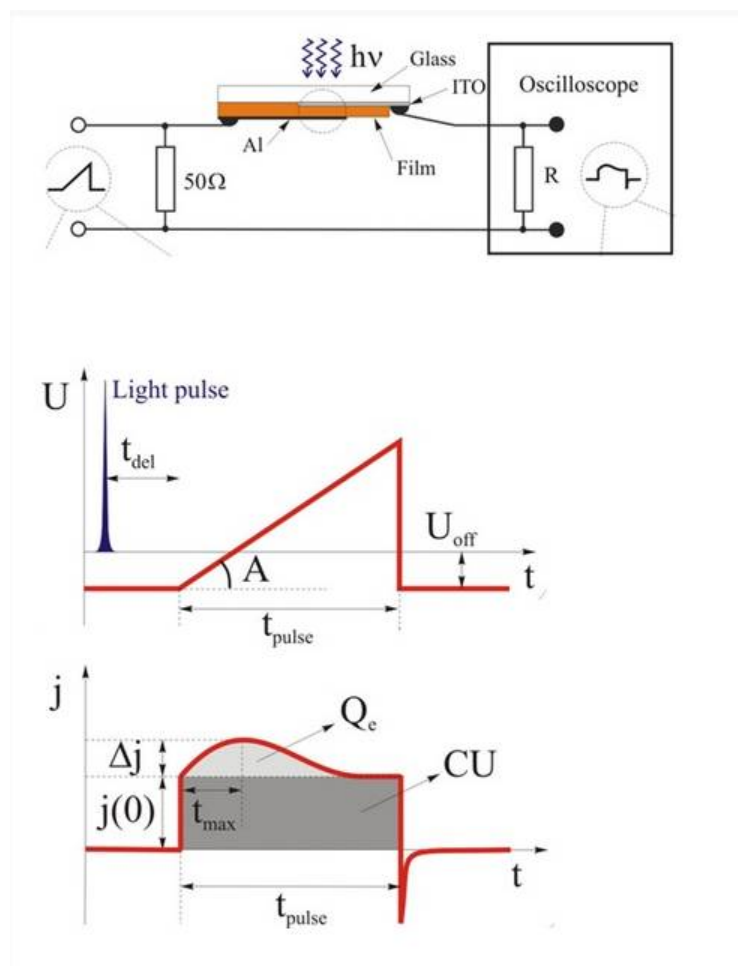


Рис. 3. Структурная схема измерения методом Photo-CELIV, эпюры напряжений и токов

Выводы

Таким образом, метод CELIV представляет много возможностей как для исследователей практиков, так и для ученых теоретиков, работающих с современными и перспективными полупроводниковыми материалами, структурами и электронными компонентами.

Работа выполнена с использованием научного оборудования РЦЗМкп и оборудования научных лабораторий кафедры микро- и нанoeлектроники РГРТУ.

Библиографический список

1. В.Г. Мишустин Исследование влияния локализованных состояний на распределение пространственного заряда в барьерных структурах на основе неупорядоченных полупроводников. Автореферат диссертации на соискание уч. ст. канд. физ.-мат. наук / РГРТУ. Рязань, 2008. 18 с.
2. V.G. Litvinov, N.V. Vishnyakov, V.G. Mishustin, et. al. Measuring complex for analysis of recombination deep traps in semiconductor solar cells // USB Proceedings 2015 IEEE ICIT, Seville, Spain, 17 – 19 March 2015, 1071 – 1074.
3. В.Р. Никитенко, М.М. Амракулов, М.Д. Хан Теория аномальной диффузии носителей заряда в неупорядоченных органических материалах для условий эксперимента CELIV // Физика и техника полупроводников, 2016. Т. 50. Вып. 4. С. 441 – 446.
4. Юсупов А.Р. и др. Кинетические явления в аморфных полупроводниках: методическое пособие к курсу лекций по дисциплине "Физика полупроводников". Уфа: ИФМК УНЦ РАН, 2013. 57 с.
5. J. Vazgela, K. Genevicius, G. Juška I-CELIV technique for investigation of charge carriers transport properties // Chemical Physics. Vol. 478, 2016, P. 126-129.
6. Медведев М.Д. Измерение подвижности носителей заряда в органических светоизлучающих диодах: магистерская диссертация по направлению подготовки: 12.04.03 - Фотоника и оптоинформатика - Томск: [б.и.], 2017. [электронный ресурс]. – URL: <http://vital.lib.tsu.ru/vital/access/manager/Repository/vital:4881> (дата обращения: 16.02.2020).
7. Фазылов Ф.И., Гарифуллин Э.Д., Юсупов А.Р. Применение метода CELIV для исследования органических материалов // Фундаментальная математика и ее приложения в естествознании: тезисы докладов VIII Международной школы-конференции для студентов, аспирантов и молодых ученых. Уфа: РИЦ БашГУ, 2015. С. 42.
8. Малов В. В., Дмитриев А. В., Тамеев А. Р. Определение подвижности собственных носителей заряда в тонком слое органического соединения // ФИЗИКОХИМИЯ – 2016: XI Конференция молодых ученых, аспирантов и студентов ИФХЭ РАН. 6-8 декабря, 2016. Сборник тезисов докладов. – ИФХЭ РАН, Москва, 2016. – С. 21-22.
9. Hanfland, M. A. Fisher, W. Brütting, U. Würfel and R. C.I. MacKenzie / "The physical meaning of charge extraction by linearly increasing voltage transients from organic solar cells" // Appl. Phys. Lett. 103, 063904 (2013).
10. M.T. Neukom, N.A. Reinke, B. Ruhstaller / "Charge extraction with linearly increasing voltage: A numerical model for parameter extraction" // Solar Energy, 85, 1250 (2011).

УДК 621.382: ГРНТИ 47.33.33

МЕТОДИКА ЧАСТОТНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ ГЛУБОКИХ УРОВНЕЙ ДЛЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ БАРЬЕРНЫХ СТРУКТУР

Н.А. Баскаков, А.В. Васин, В.В. Гудзев, В.Г. Литвинов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, nikita.baskakov.2012@mail.ru, Lexasuper6201@gmail.com*

Аннотация. В данной статье рассматривается методика частотной спектроскопии глубоких уровней для полупроводниковых барьерных структур. Описан эксперимент определения энергии ионизации глубоких уровней в диодной структуре, легированной золотом, с помощью этой методики. Проведено сравнение методик частотной спектроскопии глубоких уровней и релаксационной спектроскопии глубоких уровней.

Ключевые слова: частотная спектроскопия глубоких уровней (ЧСГУ), релаксационная спектроскопия глубоких уровней (РСГУ), глубокий уровень (ГУ), полупроводниковая структура.

DEEP FREQUENCY SPECTROSCOPY METHODOLOGY FOR SEMICONDUCTOR BARRIER STRUCTURES

N.A. Baskakov, A.V. Vasin, V.V. Gudzev, V.G. Litvinov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkina,

Russian Federation, Ryazan, nikita.baskakov.2012@mail.ru, Lexusuper6201@gmail.com

Annotation. This article discusses the technique of deep-level frequency spectroscopy for semiconductor barrier structures. An experiment is described to study the diode structure of gold alloyed using this technique. A comparison is also made of the techniques of deep-frequency frequency spectroscopy and deep-level relaxation spectroscopy.

Keywords: deep level frequency spectroscopy (DLFS), deep level relaxation spectroscopy (DLRS), deep level (DL), semiconductor structure.

На данный момент существует множество различных методов измерения параметров глубоких уровней. Одним из современных методов является частотная спектроскопия глубоких уровней (ЧСГУ). Рассматриваемый метод является неразрушающим, с помощью него исследуются глубокие уровни (ГУ) в p - n -переходах, диодах Шоттки, гетеропереходах, МДП-структурах на основе различных полупроводниковых материалов. Также с помощью ЧСГУ возможно получить большой объем информации о собственных параметрах и параметрах дефектов в кремнии и германии, бинарных соединениях и различных твердых растворах полупроводников типов $A^{III}B^V$, $A^{II}B^{VI}$, $A^{IV}B^{VI}$.

Данному методу присущие такие преимущества как высокая чувствительность по концентрации глубоких уровней (менее 10^{11} см^{-3}); высокая разрешающая способность; возможность независимого определения энергии активации и сечения захвата носителей, возможность определения параметров ловушек для основных и неосновных носителей заряда.

ЧСГУ позволяет разделить несколько механизмов проводимости с помощью частотного и температурного сканирования, что используется для исследования барьерных аморфных полупроводниковых структур. Метод ЧСГУ можно использовать в дополнение к пространственному методу РСГУ[3].

Теоретические основы

Малый переменный сигнал относительно обратного смещения поданного на диодную структуру позволяет определить параметры глубоких уровней. Для измеряемого сигнала выбирается ряд частот. При температуре сканирования для определенной частоты измеряется проводимость. Если на получаемой зависимости $G(T)$ появляются пики, это означает наличия глубоких уровней в исследуемой структуре. Затем определяется температура каждого пика. Эксперимент повторяется при смене частот, для каждой из которых определяется температура, соответствующая максимуму сигнала. По полученным данным частоты и температуры, рассчитываются время релаксации и энергия активации глубокого уровня, используя соотношения[1]:

$$\omega * \tau = 1 \quad (1.1)$$

$$\tau = (\sigma \vartheta_{T_n} N_c)^{-1} \exp \left(\frac{\Delta E}{kT} \right). \quad (1.2)$$

В случае двух заданных частот ω_1 и ω_2 получаем две температуры максимумов T_1 и T_2 . Из формулы (1.1) определяется τ_1 и τ_2 :

$$\tau_1 = \frac{1}{\omega_1} \text{ и } \tau_2 = \frac{1}{\omega_2}.$$

Подставляя значения τ в выражение (1.2), решается система уравнений относительно ΔE при условии, что сечение захвата σ не зависит от температуры:

$$\begin{cases} \tau_1 = (\sigma \vartheta_{T_n} N_c)^{-1} \exp\left(\frac{\Delta E}{kT_1}\right); \\ \tau_2 = (\sigma \vartheta_{T_n} N_c)^{-1} \exp\left(\frac{\Delta E}{kT_2}\right). \end{cases}$$

Выражение для энергии ионизации ГУ имеет вид:

$$\Delta E = \frac{\ln \frac{\tau_1}{\tau_2}}{\left(\frac{1}{kT_1} - \frac{1}{kT_2}\right)}. \quad (1.3)$$

Схема установки

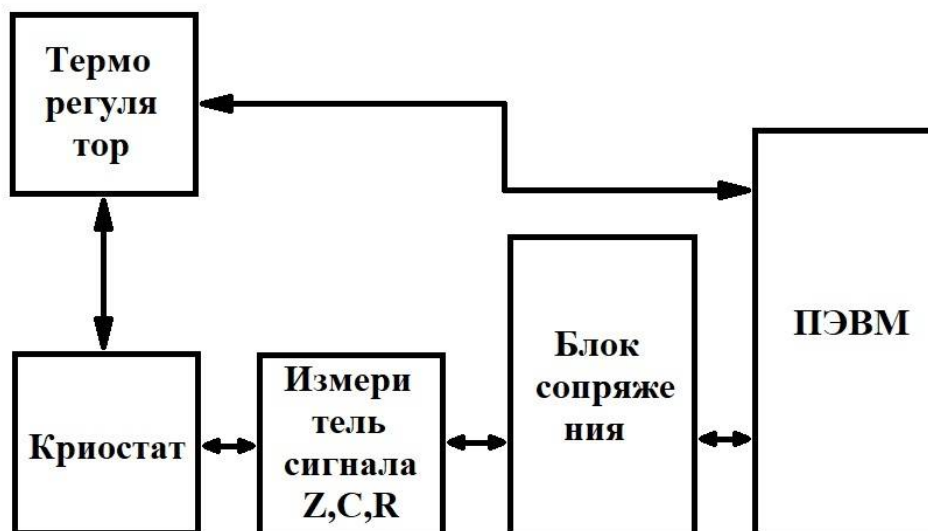


Рис. 1. Структурная схема установки ЧСГУ

На рисунке 1 представлена структурная схема установки, реализующая методику ЧРСГУ. Исследуемый образец помещается в криостат, который содержит нагревательный элемент, управляемый с помощью терморегулятора. Терморегулятором задают диапазон сканирования по температуре и скорость ее роста. Измеритель сигнала задает и подает тестовый сигнал на образец, а далее измеряет параметры отклика с барьерной структуры и преобразует данные в цифровые сигналы. Блок сопряжения служит для обмена данными между измерителем сигнала и ПЭВМ. Блок сопряжения осуществляет передачу информации от измерителя сигнала в ПЭВМ, а также на запись во внешнее устройство, что необходимо для формирования параметров воздействия и осуществления других управляющих операций. С измерителя ПЭВМ обрабатывает всю полученную информацию, и задает параметры, которые требуются для правильного функционирования установки[2].

Экспериментальные данные

Были проведены эксперименты по исследованию $p^+ - n$ - перехода, куда в качестве глубокой примеси вводилось с концентрацией N_T золото, образующее акцепторный уровень E_{Au}^- и донорный уровень E_{Au}^+ , в соответствии с методом ЧСГУ. Заданы частоты $\omega_1 = 1\text{кГц}$, $\omega_2 = 2\text{кГц}$, $\omega_3 = 5\text{кГц}$ и выбран диапазон температурного сканирования от 150К до 350 К. Амплитуда напряжения переменного сигнала установлена на уровне 40мВ. Напряжение обратного смещения на структуру подавалось равным -4В. По результатам эксперимента на температурной зависимости наблюдаются два пика (рисунок 3.1), соответствующие двум глубоким уровням золота. Для этих уровней по формулам была рассчитана энергия ионизации $\Delta E_1 = 0.13 \pm 0.03\text{эВ}$ и $\Delta E_2 = 0.51 \pm 0.03\text{эВ}$.

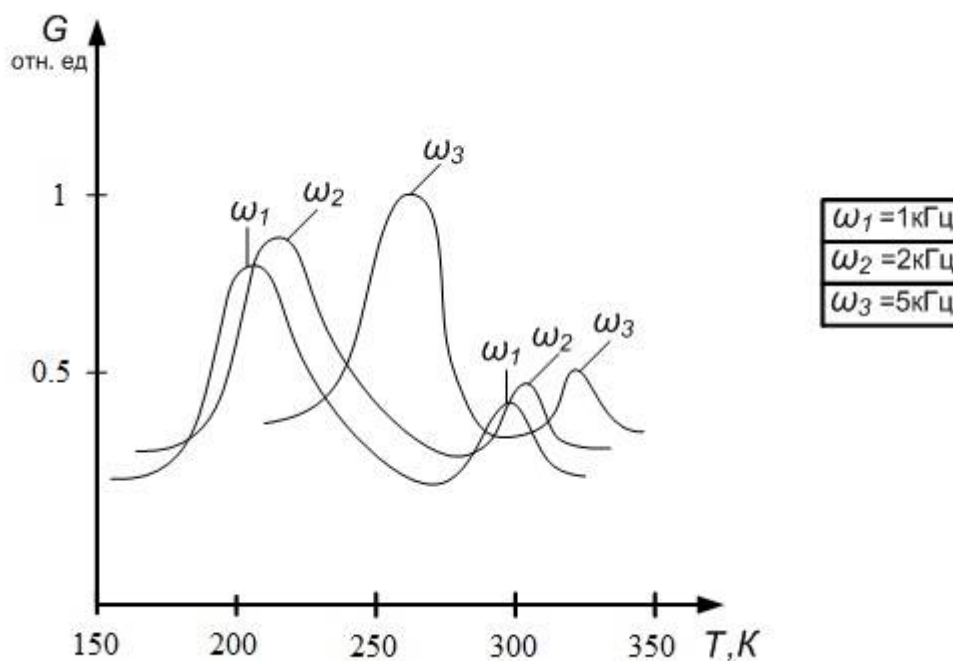


Рис. 2. Температурная зависимость проводимости диода при различных частотах

Так как имеется техническая возможность изменения частоты в диапазоне от 25Гц до 1МГц при установленных температурах $T_1 = 250\text{К}$ и $T_2 = 300\text{К}$, было проведено частотное сканирование.

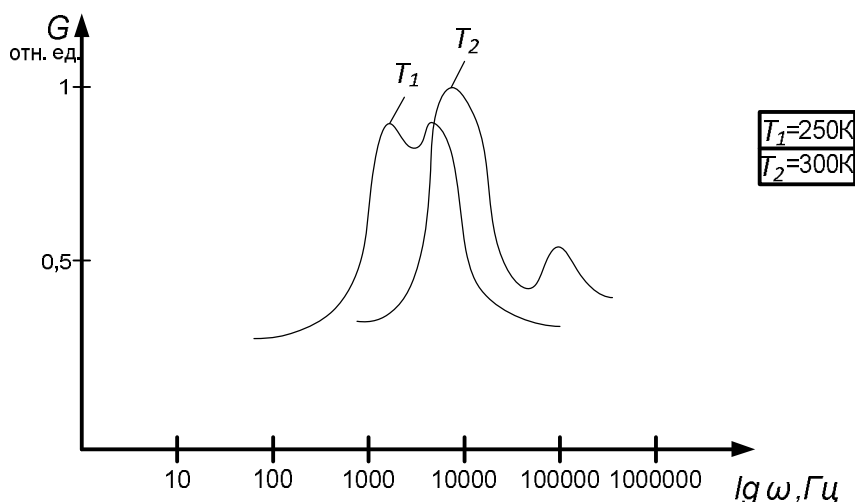


Рис. 3. Частотная зависимость проводимости диода при различных температурах

В результате эксперимента на частотной зависимости также наблюдались два пика (рисунок 3.2), соответствующие двум глубоким уровням золота. Для этих глубоких уровней по формулам была посчитана энергия ионизации $\Delta E_1 = 0.12 \pm 0.03 \text{ эВ}$ и $\Delta E_2 = 0.52 \pm 0.03 \text{ эВ}$.

Так же проводились измерения методом РСГУ для подтверждения правильности полученных результатов. Экспериментальные результаты приведены на рисунке 4.

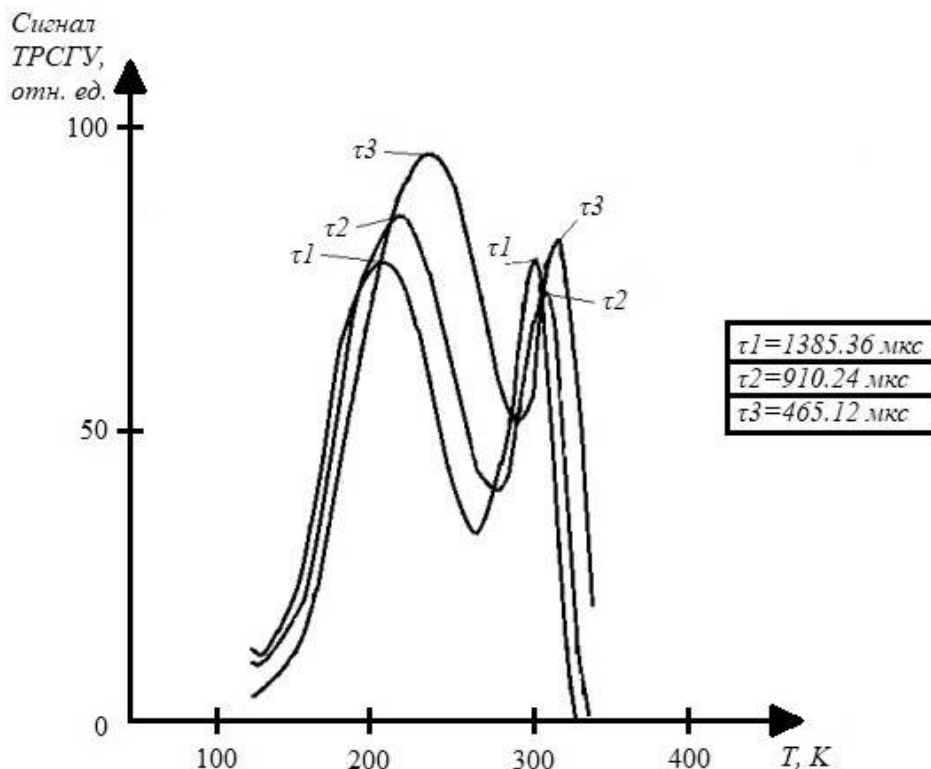


Рис. 4. Спектр РСГУ с двумя глубокими уровнями

Выводы

С помощью метода частотной спектроскопии были определены два глубоких уровня в диодной структуре энергии ионизации которых соответственно $\Delta E_1 = 0.13 \pm 0.03 \text{ эВ}$ и

$\Delta E_2 = 0.51 \pm 0.03$ эВ. В тоже время данная структура была исследована методом РСГУ, по результатом которой энергии ионизации двух глубоких уровней $\Delta E_1^1 = 0.11 \pm 0.02$ эВ и $\Delta E_2^1 = 0.5 \pm 0.02$ эВ. При сравнении параметров ГУ, методами РСГУ и ЧСГУ, пришли к выводу полученные результаты совпадают пределах погрешности измерения энергии ионизации. Таким образом ЧСГУ может использоваться как самостоятельная методика, так и в дополнение к РСГУ для разделения пиков на спектральной характеристике.

Библиографический список

1. Милнс А. Примеси с глубокими уровнями в полупроводниках. / Пер. с англ. Канд. физ.-мат. наук Г.С. Пекаря. – М, 1977. – 537с.
2. Литвинов, В.Г. Измерительно-аналитический комплекс для диагностики полупроводниковых микро- и наноструктур / Литвинов В.Г., Гудзев В.В., Вишняков Н.В., Кусакин Д.С. // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2016. Сборник трудов международной научно-технической и научно-методической конференции: в 4 томах. РГРТУ / Под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: РГРТУ, 2016. – С. 263-267.
3. Гудзев, В.В. Релаксационная спектроскопия полупроводниковых микро- и наноструктур / Литвинов В.Г., Гудзев В.В., Милованова О.А., Рыбин Н.Б. // Вестник РГРТУ – 2009. - № 3. – С. 62-70.

УДК 621.45.038.72; ГРНТИ 3.15.33

ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗНОСОСТОЙКОСТИ ПОКРЫТИЙ НА ОСНОВЕ ТУГОПЛАВКИХ МЕТАЛЛОВ NI-MO И NI-W

Г.П. Гололобов, Д.В. Суворов, М.А. Серпова, С.А. Карпов, С.А. Авраменко
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, kmaria023@yandex.ru

Аннотация. В работе представлены результаты исследования износостойкости тугоплавких покрытий на основе сплавов никель-молибден и никель-вольфрам. Приводится анализ их износостойкости в режимах эксплуатации ряда коммутирующих устройств малой и средней мощности с помощью специально разработанного испытательного стенда.

Ключевые слова: тугоплавкое покрытие, электрохимический синтез, износостойкость, коммутирующие устройства.

RESEARCH OF WEAR RESISTANCE OF COATINGS BASED ON NI-MO AND NI-W REFRACTORY METALS

G.P. Gololobov, D.V. Suvorov, M.A. Serpova, S.A. Karpov, S. A. Avramenko
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, kmaria023@yandex.ru

The summary. The paper presents the results of a study of the wear resistance of refractory coatings based on nickel-molybdenum and nickel-tungsten alloys. The analysis of their wear resistance in the operating modes of a number of switching devices of low and medium power using a specially designed test bench is presented.

Keywords: refractory coating, electrochemical synthesis, wear resistance, switching devices.

Эксплуатационные характеристики, надежность и долговечность приборов и устройств электронной техники во многом определяются свойствами поверхности электродов. Традиционные материалы в условиях увеличения рабочих скоростей и нагрузок, воздействия агрессивных сред и температур не могут дать желаемых результатов. Для управления функциональными характеристиками поверхностных слоев применяются различные гальванические покрытия, позволяющие также защитить материал основы от внешних воздействий, повысить срок службы приборов.

Износостойкость является одной из важнейших характеристик покрытий и представляет собой свойство материала оказывать сопротивление изнашиванию при механическом

воздействии. Степень износостойкости поверхностных слоев характеризуется скоростью снятия материала при непрерывном или периодическом воздействии в определенных условиях и зависит от физико-химических свойств трущейся пары, наличия или отсутствия абразивных частиц. Многочисленные испытательные устройства и существующие методики проведения испытаний позволяют выбрать кинематическую схему установки и смоделировать конкретные режимы эксплуатации деталей с покрытиями.

Методика и условия проведения испытаний износостойкости покрытий

Для проведения испытаний был разработан макет установки. Ее структурная схема приведена на рисунке 1. Выбранная кинематическая схема установки исследования износостойкости покрытий позволила смоделировать конкретные режимы эксплуатации ряда коммутирующих устройств малой и средней мощности.

Основные составляющие установки:

- 1 - исследуемый образец;
- 2 - зажимы для образца;
- 3 - электродвигатель с эксцентриком;
- 4 - вольфрамовый индентор.

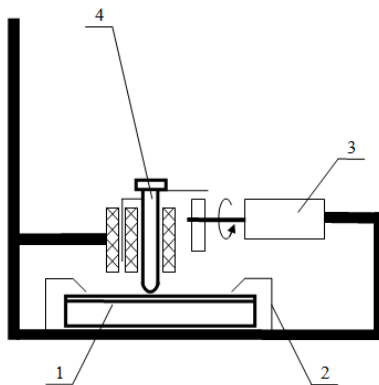


Рис. 1. Схема установки испытаний износостойкости гальванопокрытий

Экспериментальные образцы толщиной покрытия в 5 мкм устанавливались на горизонтальной площадке. Перпендикулярно к центру образца располагался вольфрамовый стержень (индентор), который совершал возвратно-поступательные движения при помощи электродвигателя. Использование эксцентрика обеспечивало свободное падение индентора в одном из полупериодов. В верхней части стержня была предусмотрена площадка для размещения разновесов, обеспечивающих проведение исследований при различных значениях нагрузки. Стержень располагался в сепараторе. Это ограничивало его перемещение строго в вертикальном направлении.

Для проведения исследований были подготовлены серии образцов покрытий на основе сплавов Ni-Mo и Ni-W. Подложками служили пластины из нержавеющей высокохромистой стали марки 40X13. В ходе проведения экспериментов частота возвратно-поступательных движений варьировалась в диапазоне от 120 до 210 об/мин, амплитуда вертикального перемещения индентора изменялась от 0,5 до 1 см, время проведения испытательного цикла варьировалось в диапазоне от двадцати минут до пяти часов. Это определяло количество ударов наконечника по покрытию, диапазон которых находился в пределах 5 - 15 тысяч. Сила удара индентора определялась по известному выражению $F = mg$ и варьировалась в диапазоне 0,5–3 Н.

Порядок проведения испытаний заключался в следующем:

1. Образец закреплялся на экспериментальном стенде при помощи специальных зажимов.
2. Задавались частота возвратно-поступательных движений и амплитуда работы стержня, определялось время проведения испытания, проводился эксперимент.
3. По окончании испытания проводилось исследование образца на оптическом микроскопе и растровом электронном микроскопе, анализировался характер и степень износа покрытия
4. Полученные данные обрабатывались, определялись характерные пределы устойчивости покрытий к данному виду изнашивания.

Результаты измерения износостойкости тугоплавких покрытий и их анализ

Измеряемым показателем являлось число двойных возвратно-поступательных движений индентора, которое затрачивалось до обнаружения металла основы, пересчитанное к толщине покрытия равной 1 мкм.

Качественная и количественная оценка износа покрытия проводилась по окончании эксперимента путем обработки снимков пятен износа, полученных на оптическом и электронном микроскопах с использованием функции элементного анализа.

В данном исследовании для каждого из образцов поэтапно увеличивалась нагрузка (от 15 грамм) и время проведения экспериментов (от 1 часа), при частоте равной 160 ударов в минуту и амплитуде вертикального перемещения индентора 1 см. Исходные параметры эксперимента были определены опытным путем.

Изучение пятен износа образцов на основе сплавов тугоплавких металлов никель-молибден и никель-вольфрам не позволило выявить преимущество одного из них в устойчивости к данному виду механического износа.

На рисунке 3 представлены оптические микрофотографии типичных пятен износа образцов исследованных покрытий. Размер всех отображенных на микрофотографиях участков поверхности составлял 500 мкм. Во всех случаях время эксперимента составляло 2 часа. Сквозного (до подложки) разрушения покрытий не выявлено.

Сквозное разрушение всех типов покрытий и появление следов подложки начиналось после 3-х часового эксперимента (28 000 ударов индентора) с нагрузкой в 45 грамм.

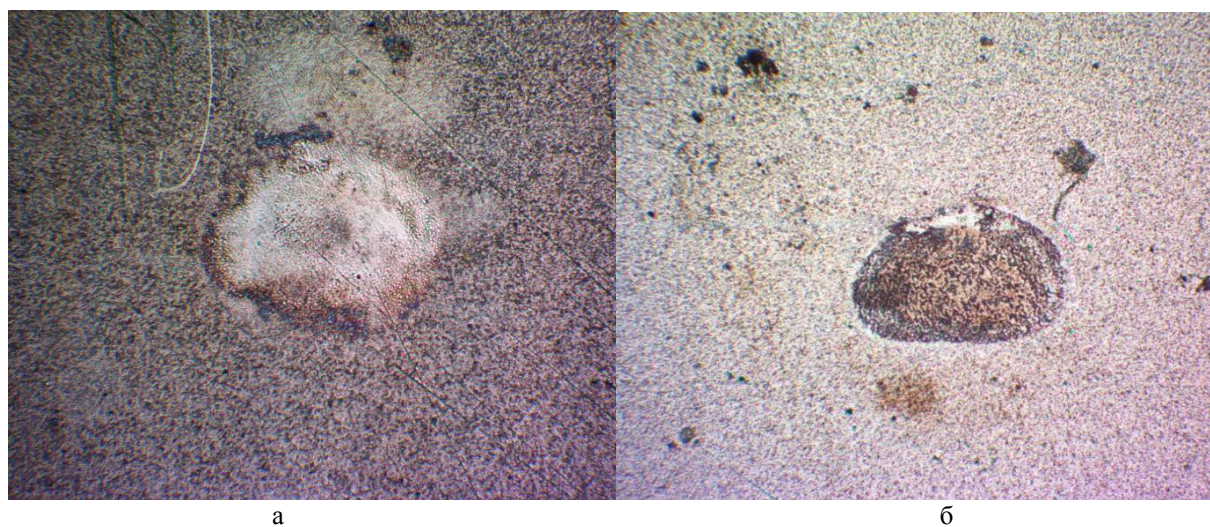


Рис. 3. Оптические микрофотографии типичных пятен износа образцов исследованных покрытий на основе сплавов никель-вольфрам (а) и никель-молибден (б)

На рисунке 4 представлена оптическая микрофотография типичного пятна износа покрытия после 3-х часового эксперимента. Снимок представляет момент начала полного снятия материала покрытия. Выделенная на рисунке темная область – появившаяся подложка.

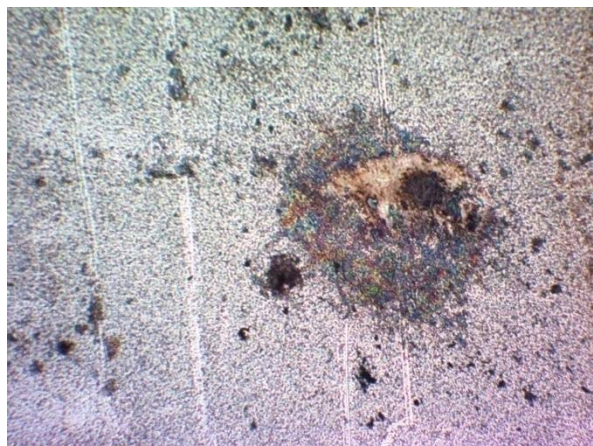


Рис. 4. Оптическая микрофотография типичного пятна износа покрытия на основе сплава никель-вольфрам после 3-х часового эксперимента

Для подтверждения сквозного характера углубления был сделан элементный анализ пятна износа. Результаты показали наличие материала подложки (железа) на уровне 60 % в полученном спектре элементного состава поверхности образца.

Настоящее исследование позволило установить характер разрушения материала покрытия при данном виде механического изнашивания — образование углубления под индентором сопровождается постепенным удалением материала покрытия из области контакта. Об этом свидетельствует появление частиц материала покрытия в непосредственной близости от образованного углубления, а также отсутствие «навалов» по краям углубления. Таким образом, происходит, преимущественно, снятие материала, а не пластическая деформация. Частицы имеют форму чашуек с толщиной в единицы нанометров.

В заключение данного исследования можно отметить, что исследуемые типы покрытий существенно превосходят по устойчивости к данному виду механического износа, используемую в экспериментах, подложку из нержавеющей высокохромистой стали марки 40X13, характеризующуюся повышенной твердостью. Пятно износа этой подложки, образовавшееся после двухчасового испытания при аналогичных предыдущим параметрах эксперимента имеет значительно большие размеры, в сравнении с пятнами износа исследуемых покрытий.

Библиографический список

1. Защитные покрытия : учеб.пособие / М. Л. Лобанов, Н. И. Кардонина, Н. Г. Россина, А. С. Юровских. – Екатеринбург : Изд-во Урал.ун-та, 2014. – 200 с.
2. Румянцева К.Е. Физические и технологические свойства покрытий: Учеб. пособие / ГОУ ВПО Иван. гос. хим. -технолог. ун-т. – Иваново, 2007. – 80с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ЭФФЕКТ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ В ТОНКИХ ПЛЕНКАХ Al_2O_3

И.А. Горовых, Н.Б. Рыбин

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, igorgorovich@gmail.com*

Аннотация. В данной работе представлены результаты исследования электрофизических характеристик мемристорных структур на основе оксида алюминия. Получена вольт-амперная характеристика структуры, демонстрирующая эффект переключения сопротивления, и проведён её анализ.

Ключевые слова: мемристор, Al_2O_3 , резистивная память с произвольным доступом.

RESISTANCE SWITCH EFFECT IN THIN Al_2O_3 FILMS

I.A.Gorovykh, N.B.Rybin

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, igorgorovich@gmail.com*

The summary. This work contains the results of a research of the electrophysical characteristics of memristor structures based on aluminum oxide. The current – voltage characteristic of the structure, demonstrating the effect of switching resistance, was obtained, and its analysis was carried out.

Keywords: memristor, Al_2O_3 , Resistive Random Access Memory (ReRAM).

Введение

Развитие электроники во многом обусловлено развитием современных информационных технологий, требующих емких и быстродействующих устройств обработки и хранения информации. Изобретённый в 40-х годах прошлого века транзистор открыл новые перспективы развития электроники, став базой для большинства электронных приборов. Долгое время развитие электроники осуществлялось в основном за счёт масштабирования (уменьшения размеров) транзисторов, и, как следствие, увеличения их числа на единицу площади. Однако фундаментальные физические принципы, на которых основана работа транзисторов, создают препятствия для их дальнейшего развития, преодоление которых становится всё более затруднительным. Одним из наиболее перспективных направлений развития электроники является создание устройств на основе мемристоров- (англ. memristor, от memo- память, и resistor- электрическое сопротивление) - пассивный элемент, способный изменять своё сопротивление в зависимости от протекавшего через него заряда. Мемристоры открывают большие перспективы в качестве базового элемента энергонезависимой памяти и нейроморфного процессора. Мемристоры в отличие от Flash-памяти и микропроцессорных транзисторов лишены таких недостатков, как большие токи утечки и низкая скорость записи и считывания. Помимо этого они имеют высокую скорость переключения, высокую масштабируемость и большое количество возможных состояний. Эти и другие особенности мемристоров делают их перспективными для применения в качестве ячеек памяти, логических элементов и базовых элементов нейропроцессоров. Например, компьютеры, созданные на основе мемристоров будут иметь новую архитектуру, отличную от архитектуры фон Неймана, которая предполагает, что каждое устройство выполняет свои функции. Мемристорный компьютер предполагает, что каждый модуль будет независим от другого и выполнять и вычислительные функции, и функции хранения данных. Кроме разработок компьютеров ведётся работа над созданием резисторной памяти (ReRAM (Resistive Random Access Memory)), которая заменит традиционные модули ОЗУ и постоянные запоминающие устройства. Сравнительные характеристики типов памяти приведены в таблице 1 [1].

Как видно ReRAM значительно превосходит традиционный тип памяти, в таких важных вещах как число циклов перезаписи, затратах энергии, времени перезаписи. Стоит отметить,

что пониженное напряжение записи и считывания также является важным параметром, особенно для мобильных устройств.

Таблица 1. Сравнение характеристик ReRAM и Flash

Параметр	ReRam	Flash
Количество циклов перезаписи	10 ⁷	10 ⁵
Затраты энергии	~0.1 пДж/бит	10-100 пДж/бит
Напряжение записи	1.5-3 В	10 В
Напряжение считывания	0.1-0.5 В	~1 В
Время перезаписи	<10 ⁻⁷ секунд	~10 ⁻⁵ секунд

Впервые экспериментально мемристор на основе структуры Pt-TiO₂-TiO₂n-1-Pt был показан Струковым и его соавторами в 2008 году [2]. Было показано, что мемристорный эффект возникает в структурах типа металл - диэлектрик – металл и обусловлен перемещением зарядов в слое диэлектрика.

В качестве материалов для создания рабочих элементов мемристоров применяют материалы на основе оксидов переходных металлов, таких, как TiO₂, VOx, NiO, ZrO₂, ZnO. CuOx, которые получают в виде нанокompозитных слоев или многослойных структур. Наиболее распространенным и более всего изученным является TiO₂, однако современные темпы развития микроэлектроники требуют поиска новых материалов и технологий их создания для развития данного направления. Довольно перспективными являются материалы на основе оксид алюминия Al₂O₃. Высокие эксплуатационные характеристики, низкая стоимость и высокая технологичность делают Al₂O₃ перспективным материалом для создания мемристорных структур на его основе.

Целью данной работы является исследование электрофизических характеристик мемристорных структур на основе тонких слоев оксидов металлов.

Экспериментальная часть

В качестве образца выступала структура Au-Ta-Al₂O₃-Cr, изготовленная на кремниевой подложке методом атомно-слоевого осаждения (англ. AtomicLayerDeposition (ALD)) (рис. 1).

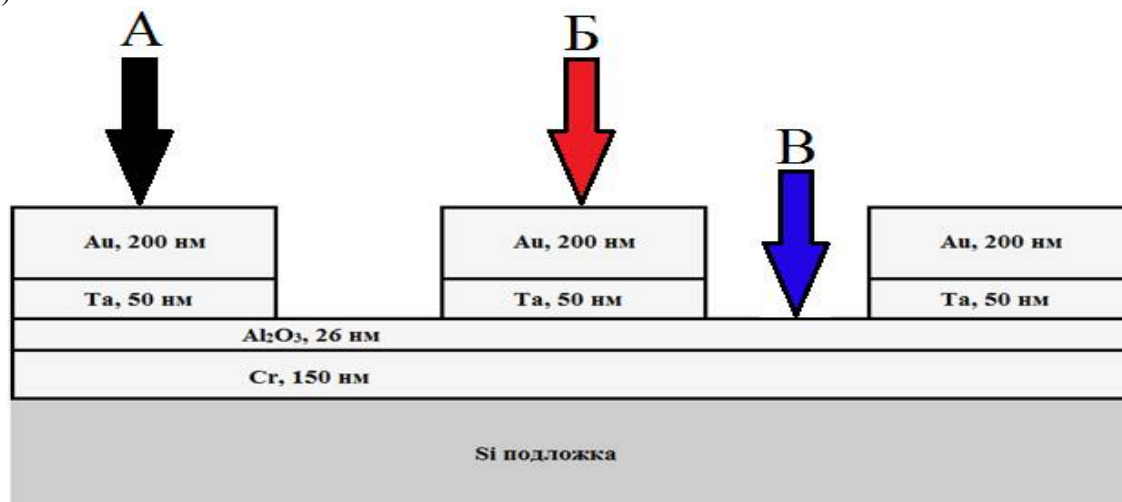


Рис. 1. Структура исследованного образца Au-Ta-Al₂O₃-Cr

В структуре присутствует один общий электрод толщиной в 150 нм, изготовленный из хрома, и множество золотых электродов толщиной 200 нм с подслоем тантала толщиной 50 нм и диаметром 1 мм. Между электродами заключён исследуемый слой оксида алюминия толщиной 26 нм. Электрофизические исследования проводились путём исследования вольт-амперной характеристики образцов в двух конфигурациях: симметричной (между контактами А и Б) и несимметричной (между контактами А и В). Подключение осуществлялось подпружиненными золотыми зондами.

Исследования проводились с помощью пикоамперметра/источника питания Keithley 6487 в диапазоне напряжений от -5 до 5 В в режиме «min – max».

Результаты

Полученные ВАХ образца указывают на проявление мемристивных свойств структуры (рис. 2). Вольтамперная характеристика линейна и несимметрична.

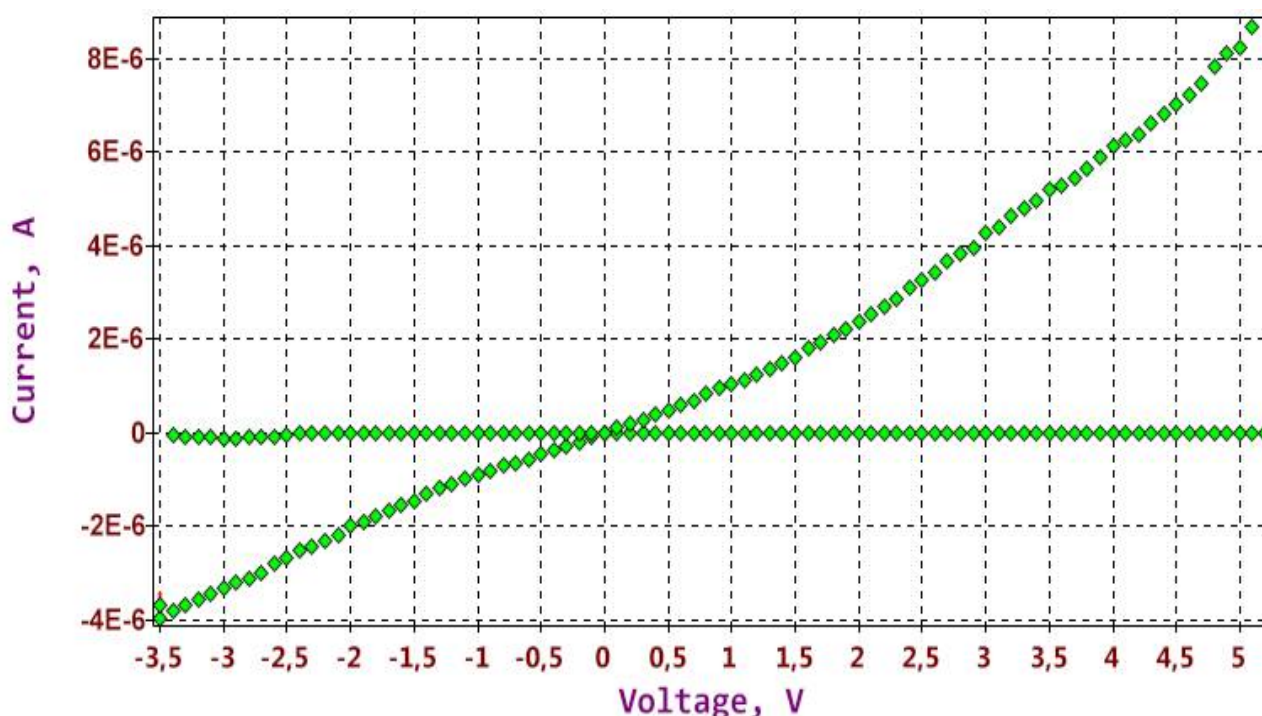


Рис. 2. Вольтамперная характеристика образца

Видно, что при $U > 5\text{ В}$ происходит переключение структуры в низкоомное состояние (LRS – lowresistancestate), а при $U < -3\text{ В}$ наблюдается обратный процесс – переход в высокоомное состояние (HRS – highresistancestate). Отдельно стоит отметить, что структура не подвергалась процессам электроформовки, т.е. эффект переключения наблюдался сразу после технологических процессов по её получению. Это является положительным моментом для практического применения структур

Библиографический список

1. Lee J. S. Progress in non-volatile memory devices based on nanostructured materials and nanofabrication // J. Mater. Chem. – 2011. – Vol. 21. – P. 14097–14112.
 2. D.B. Strukov, G.S. Snider, D.R. Stewart, R.S. Williams. Nature, 2008, 453, p. 80.
 3. Белафин А. А. Анализ и оценка рынка устройств на основе мемристоров // Молодой ученый. — 2019. — №19. — С. 105-107. — URL <https://moluch.ru/archive/257/58796/> (дата обращения: 17.02.2020).
- УДК 621.315.592; ГРНТИ 29.19.31

МОДЕЛИРОВАНИЕ БАРЬЕРНЫХ СТРУКТУР ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ AFORS-HET

А.Ю. Судакова, А.Д. Маслов, Н.В. Вишняков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, anna.sudakova1996@mail.ru*

Аннотация. В работе рассмотрены некоторые возможности моделирования полупроводниковых барьерных структур фотоэлектрических преобразователей в программной среде AFORS-HET. Проведен расчет электрофизических характеристик гетероструктуры a-Si:H/c-Si.

Ключевые слова: гетероструктуры, фотоэлектрические преобразователи, моделирование.

MODELING OF BARRIER STRUCTURES OF SEMICONDUCTOR PHOTOELECTRIC CONVERTER IN AFORS-HET SOFTWARE

A.Y. Sudakova, A.D. Maslov, N.V. Vishnyakov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, anna.sudakova1996@mail.ru*

The summary. The paper discusses some of the possibilities for modeling semiconductor barrier structures of photovoltaic converters in the software environment AFORS-HET. The electro physical characteristics of the heterostructure a-Si:H/c-Si are calculated.

Keywords: heterostructures, photoelectric converters, simulation.

Введение

Для моделирования и изучения основных характеристик и параметров солнечных элементов в настоящее время широко используются не только экспериментальные методы, но и методы компьютерного моделирования. Для этого применяются специализированные пакеты программ. Использование такого рода программ позволяет значительно сократить временные и материальные затраты при разработке фоточувствительных структур полупроводниковых фотоэлектрических преобразователей и достаточно достоверно рассчитывать основные электрофизические и электрооптические характеристики разрабатываемых структур. Достоверность моделирования определяется использованием в алгоритмах моделирования верифицированных математических соотношений физики кристаллических и неупорядоченных полупроводников.

В данной работе для моделирования исследуемых структур был использован современный специализированный пакет программ AFORS-HET, получивший широкое распространение как в научной среде для разработки солнечных элементов, так и в образовательном процессе для обучения специалистов технических направлений [1]. Также стоит отметить, что программный пакет AFORS-HET в данный момент является свободно распространяемым и доступным для пользователей на сайте HZB (Берлинский центр материалов и энергии имени Гельмгольца, Берлин, Германия) [2].

Возможности программы AFORS-HET

Программа дает возможность моделировать многослойные полупроводниковые гомо- и гетероструктуры. При этом пользователь может задавать количество и характеристики слоев, тип контакта металл-полупроводник, работу выхода электронов из материала, угол текстурирования поверхности, шунтирующее сопротивление и т.д. Модели полупроводниковых, металлических и диэлектрических слоев включают более 10 задаваемых параметров. Также предусмотрено задание концентрации и энергетического распределения дефектных состояний в слое. В программе учтены генерационно-рекомбинационные процессы, происходящие в активных слоях барьерных структур, процессы транспорта носителей заряда, в том числе квантовые процессы (туннелирование носителей сквозь потенциальный барьер).

Программная среда AFORS-HET позволяет получать основные электрофизические, энергетические и электрооптические характеристики и параметры, например, такие как:

- зонные диаграммы и энергетические характеристики;
- вольт-амперные характеристики (ВАХ);
- вольт-фарадные характеристики (ВФХ);
- температурные, частотные и световые зависимости ВАХ и ВФХ;
- ток короткого замыкания;
- напряжение холостого хода;
- коэффициент заполнения ВАХ;
- квантовая эффективность фотоэлектрического преобразования и др.

Полный перечень моделируемых зависимостей можно увидеть на рисунке 1.

Программа позволяет проводить моделирование темновых характеристик полупроводниковой структуры и при ее освещении с фронтальной/тыльной стороны монохроматическим, а также светом, соответствующим интенсивности Солнца, например, AM1.5 (100 мВт/см^2).

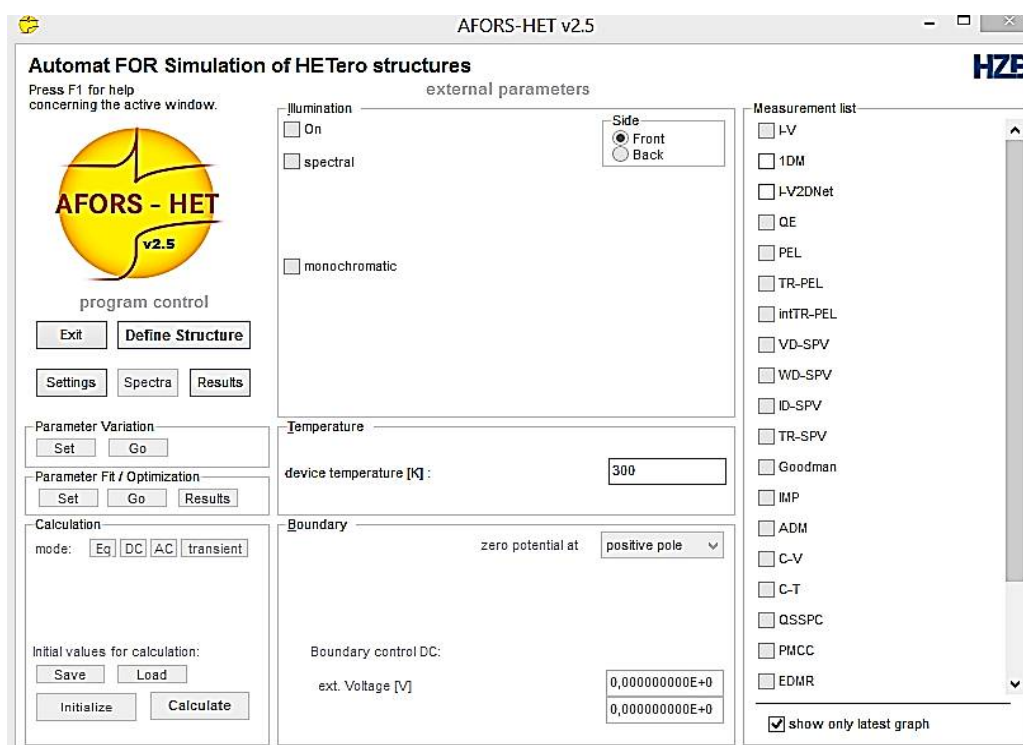


Рис. 1. Интерфейс лицевой панели программы AFORS-HET (справа представлен перечень моделируемых зависимостей)

Пример моделирования полупроводниковой гетероструктуры

В качестве тестовой структуры для моделирования в программной среде AFORS-HET выбран гетеропереход между аморфным гидрированным кремнием n-типа (a-Si:H(n)) и кремнием кристаллическим p-типа (c-Si(p)) (рисунок 2). Такого типа гетеропереходы часто используются в фотоэлектрических преобразователях [3]. Параметры материала каждого слоя представлены в таблице 1 [3,4,5].

Таблица 1. Параметры материалов исследуемой гетероструктуры

Параметры материала	a-Si:H	c-Si
Ширина зоны E_g , эВ	1,75	1,12
Концентрация донорной примеси N_D , см ⁻³	$1 \cdot 10^{19}$	-
Концентрация акцепторной примеси N_A , см ⁻³	-	$1 \cdot 10^{15} \div 1 \cdot 10^{18}$
Сродство к электрону χ , эВ	3,85	4,05
Толщина слоя d , см	10^{-6}	0,03

Зонная диаграмма гетероструктуры a-Si:H(n)/c-Si(p) представлена на рисунке 3. Можно определить разрывы зон, которые для электронов $\Delta E_c = 0,15$ эВ, для дырок – $\Delta E_v = 0,45$ эВ, соответственно. Область пространственного заряда в слое a-Si:H(n) распространяется на 5 нм от границы раздела, а в c-Si(p) на глубину более 2 мкм. В случае засветки такой структуры со стороны a-Si:H, этот слой будет работать как «оптическое окно», а фотогенерация носителей заряда будет происходить в слое c-Si.

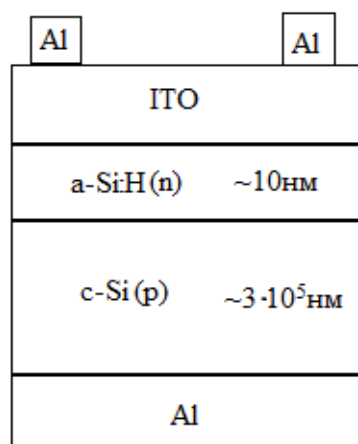


Рис. 2. Схема гетеро-структуры a-Si:H(n)/c-Si(p)

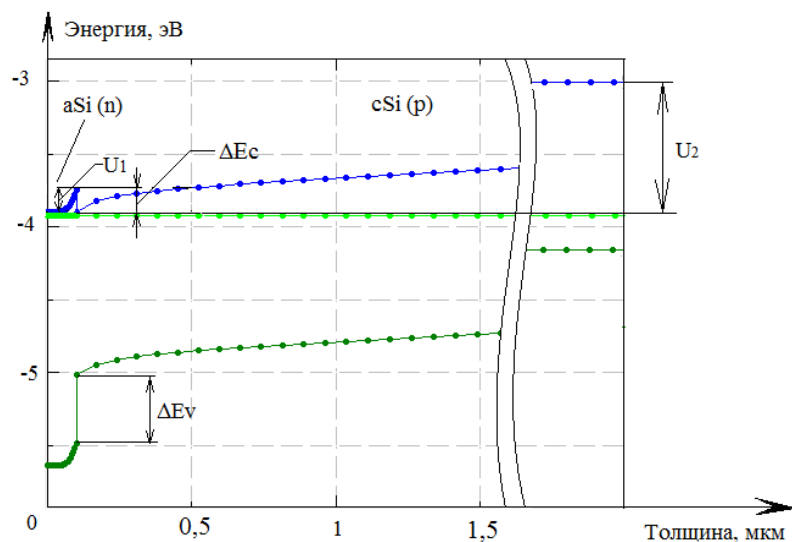


Рис. 3. Зонная диаграмма гетероструктуры a-Si:H(n)/c-Si(p)

Результаты модельного расчета темновой и световой вольт-амперных характеристик в диапазоне внешних смещений от -0,25 до 0,55 В представлены на рисунке 4. Расчет световой ВАХ проводился для случая засветки структуры солнечным светом интенсивностью AM1.5G со стороны слоя a-Si:H(n).

Используя те же параметры слоев (таблица 1) гетероперехода a-Si:H(n)/c-Si(p) были рассчитаны вольт-фарадные характеристики данной гетероструктуры. На рисунке 5 представлены ВФХ в координатах $1/C^2(U)$ для различных значений концентрации акцепторной примеси в c-Si. Для сравнения расчетной и экспериментальной зависимости использованы экспериментальные результаты, полученные в работе [6] для гетероперехода a-Si:H(n)/c-Si(p).

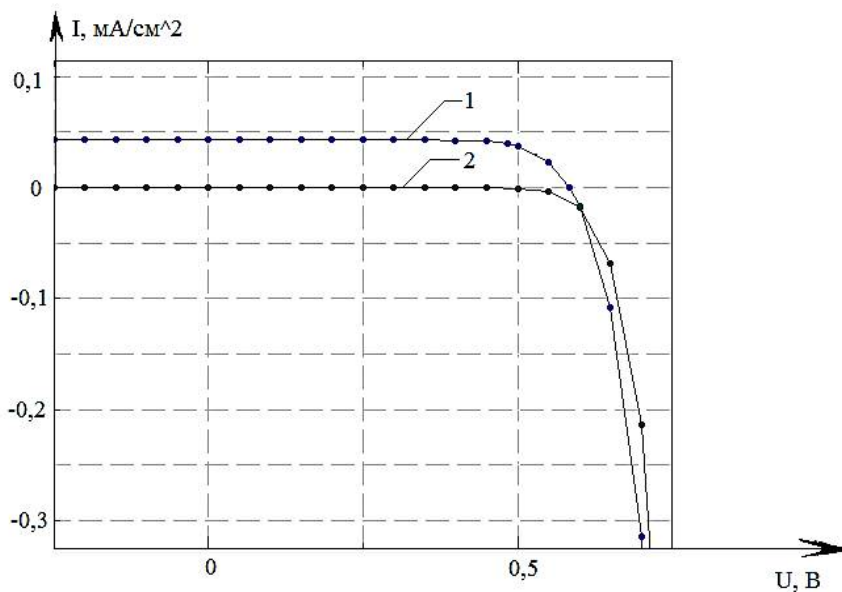


Рис. 4. Темновая (2) и световая (1) вольт-амперные характеристики гетероперехода a-Si:H(n)/ c-Si(p)

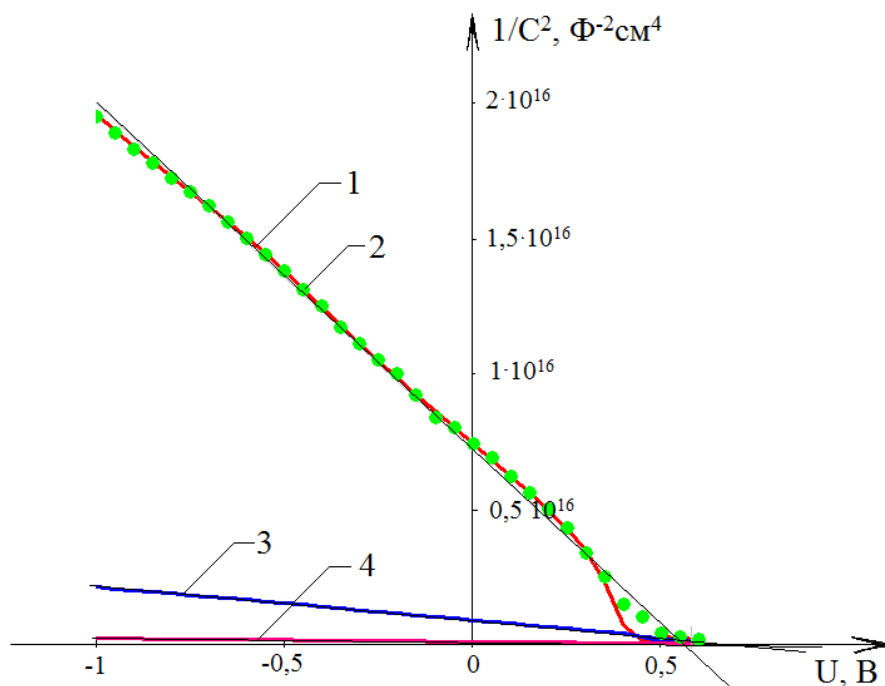


Рис. 5. Расчетные и экспериментальная вольт-фарадные характеристики гетероперехода a-Si:H(n)/c-Si(p), где 1, 2 — расчетная (линия) и экспериментальная (символы) ВФХ при $N_A=1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; 3 — расчетная ВФХ при $N_A=1 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$; 4 — расчетная ВФХ при $N_A=1 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$

Теоретическая зависимость, полученная с помощью компьютерного моделирования (рис. 5, график 1), и экспериментальная кривая (рис. 5, график 2) показывают достаточно хорошее соответствие при приложенных напряжениях до +0,4 В, когда преобладает барьерная емкость перехода. При напряжениях больших +0,4 В начинает проявляться диффузионная емкость, и наблюдается расхождение между результатами эксперимента и моделирования.

Экстраполяция зависимостей $1/C^2(U)$ на ось напряжений дает информацию о контактной разности потенциалов $U_k = U_2 - U_1$ (таблица 2), где U_1 и U_2 — изгибы зон на гетерогранице со стороны a-Si:H и c-Si, соответственно.

Таблица 2. Результаты экстраполяции зависимостей $1/C^2$

Концентрация акцепторной примеси N_A , см ⁻³	Контактная разность потенциала, U_k , В
$1 \cdot 10^{15}$	0,559
$1 \cdot 10^{16}$	0,703
$1 \cdot 10^{17}$	0,813
$1 \cdot 10^{18}$	0,891

Анализ данных, представленных в таблице 2, показывает, что с увеличением концентрации акцепторной примеси в слое c-Si(p) контактная разность потенциалов на гетеропереходе возрастает. Эти результаты не противоречат выводам классической теории резких анизотипных переходов [7], но требуют более детальной количественной проверки с учетом природы контактирующих слоев, связанной с их аморфным и кристаллическим состоянием.

Выводы

Программа AFORS-HET является полезным инструментом математического моделирования полупроводниковых многослойных барьерных структур, в том числе, для фотоэлектрических преобразователей, который позволяет получить навыки моделирования солнечных элементов.

Навыки работы в программе AFORS-HET могут быть полезны в создании и отработке технологического процесса создания фотоэлектрических преобразователей, оптимизации их конструкции и параметров, а также для подготовки специалистов для отрасли солнечной энергетики.

Библиографический список

1. Wang Lisheng, Chen Fengxiang, and Ai Yu. Simulation of High Efficiency Heterojunction Solar Cells with AFORS-HET // Journal of Physics: Conference Series 276 (2011)
2. R. Varache, C. Leendertz, M. E. Gueunier-Farret, J. Haschke, D. Muñoz, and L. Korte. "Investigation of Selective Junctions Using a Newly Developed Tunnel Current Model for Solar Cell Applications." Solar Energy Materials and Solar Cells 141 (2015) 14-23
3. Исследование глубоких энергетических уровней в НИТ-структуре a-Si:H(p)/a-Si:H(i)/c-Si(n). С.П. Вихров, Н.В. Вишняков, В.В. Гудзев, А.В. Ермачихин, Д.В. Жилина, В.Г. Литвинов, А.Д. Маслов, В.Г. Мишустин, Е.И. Теруков, А.С. Титов// Аморфные и микрокристаллические полупроводники: сб. тр. Междунар. Конф. 4 – 7 июля 2016 года. СПб.: Изд-во СПбПУ, 2016. 396 с.
4. Шалимова К.В. Физика полупроводников. М.: Лань, 2010. 400с
5. Д.А. Усанов, А.В. Скрипаль. Физические основы нанoeлектроники. Учебное пособие. Саратов: Электронное издание, 2013. 128 с.
6. Гудовских А.С. Границы раздела в гетероструктурных фотоэлектрических преобразователях солнечного излучения: дис. д-ра технических наук: 05.27.01 / Гудовских Александр Сергеевич. СПб., 2014. 272 с.
7. Шарма Б.Л., Пурухит Р.К. Полупроводниковые гетеропереходы. Перевод с англ. / Под ред. Ю. В. Гуляева. М.: Советское радио, 1979г., 232 стр.

УДК 535.37; ГРНТИ 29.31.23

РАЗРАБОТКА МАКЕТА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА ЛЮМИНЕСЦЕНЦИИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР

Е.П. Трусов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, eptrusov@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе описан макет измерительного комплекса люминесценции полупроводниковых структур. Приводятся характеристики разработанного макета измерительной установки, описаны его основные узлы, порядок их взаимодействия между собой.
Ключевые слова: люминесценция, макет измерительного комплекса, NI LabVIEW.

DEVELOPMENT OF MODEL OF MEASURING COMPLEX OF LUMINESCENCE OF SEMICONDUCTOR STRUCTURES

E.P. Trusov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, eptrusov@yandex.ru*

The summary. This paper describes the model of the luminescence measuring complex of semiconductor structures. The characteristics of the developed model of the measuring unit are given, its main components are described, and the order of their interaction with each other is described.
Keywords: luminescence, measurement complex model, NI LabVIEW.

Введение

Люминесцентная спектроскопия – является мощным инструментом в изучении электронного строения полупроводниковых квантово-размерных структур. Как собственных полупроводников, так и примесных.

Люминесцентная спектроскопия обладает следующими достоинствами:

1. бесконтактный метод исследования;
2. неразрушающий способ изучения структур;
3. метод исследования, способствующий получению большого объема различных сведений о структуре;
4. сравнительно небольшое время исследования.

Люминесцентный анализ может применяться при отладке технологического процесса для производства полупроводниковых квантово-размерных структур, и для контроля параметров серийно изготавливаемых изделий.

Устройства необходимые для исследования и анализа люминесценции полупроводниковых структур имеются на рынке и представлены в основном зарубежными компаниями, например, фирмой Hamamatsu. Однако они имеют высокую цену и не самые лучшие характеристики, поэтому было принято решение разработать такое устройство.

Разработка макета измерительного комплекса

При разработке макета измерительного комплекса люминесценции полупроводниковых структур использованы следующие элементы:

- монохроматор МДР-2 Ломо;
- персональный компьютер (ПК), с написанным программным обеспечением на языке графического программирования LabVIEW;
- плата сбора данных NI PCI-6251 (АЦП и ЦАП);
- терминальный блок BNC-2120;
- блок управления монохроматором;
- детектор оптического излучения (фотоэлектронный умножитель ФЭУ-27, ФЭУ-62);

- оптический конденсор;
- измерительная ячейка (интегрирована в гелиевый криостат замкнутого цикла Janis CCS400/204N);
- источник первичного излучения (синий полупроводниковый лазер с длиной волны 455 нм, фиолетовый полупроводниковый лазер с длиной волны 405 нм).

Таким образом, данный макет измерительной установки позволяет проводить измерения при постоянной температуре в диапазоне температур от 12 К до 500 К, в диапазоне длин волн $300 \div 1200$ нм.

Все элементы и порядок их взаимодействия представлены на функциональной схеме [1] – рисунок 1.

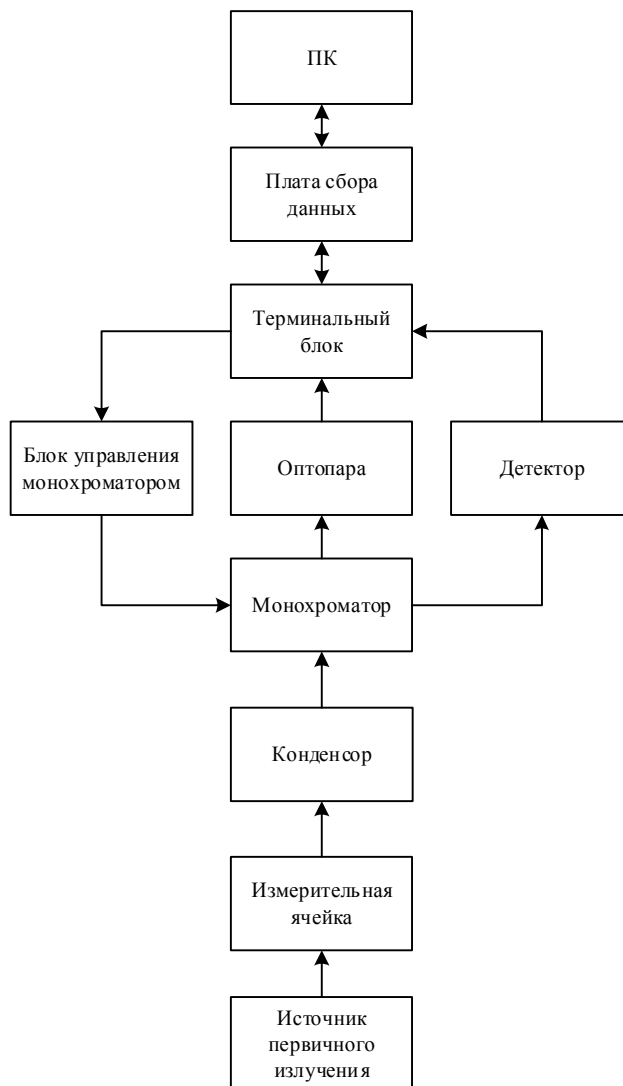


Рис. 1. Функциональная схема установки для автоматизированного измерения и анализа спектров фотолюминесценции полупроводниковых квантово-размерных структур

Возбуждающие излучения от лазера падает на исследуемый образец полупроводниковой структуры, находящейся в измерительной ячейке, интегрированной в гелиевый криостат. Для исследования люминесценции в измерительной ячейке имеются оптические окна. Далее люминесценция от исследуемого образца собирается с помощью оптического конденсора.

Пройдя через конденсор, световое излучение попадает на входную щель монохроматора. В зависимости от длины волны излучения в монохроматор устанавливаются соответствующие дифракционные решетки. К выходной щели монохроматора подключен детектор

оптического излучения. В качестве детектора используется ФЭУ-27, если длина волны излучения лежит в пределах от 300 до 800 нм и ФЭУ-62 при длине излучения до 1200 нм. Аналоговый сигнал с этого детектора через усилитель поступает на терминальный блок BNC-2120 и затем на вход АЦП платы сбора данных. Далее выполняется построение спектра с помощью разработанного программного обеспечения в среде графического инженерного программирования NI LabVIEW.

На рисунке 2 представлена структурная схема разработанного макета установки

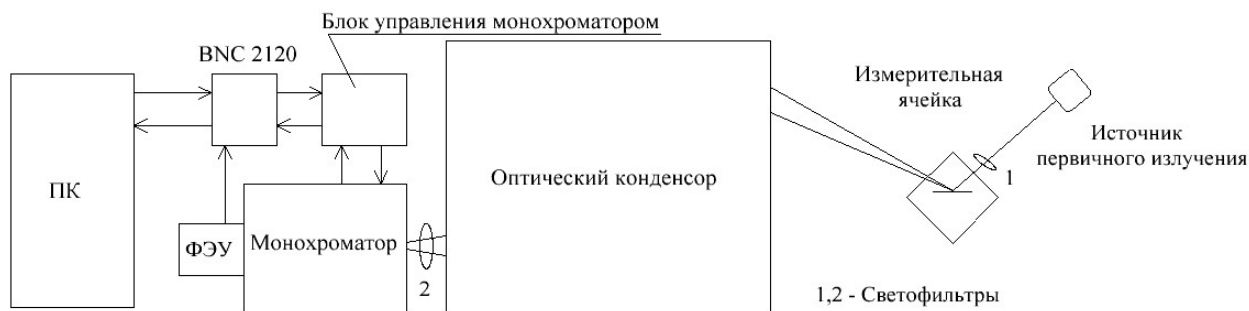


Рис. 2. Структурная схема разработанной установки

В качестве источника излучения используется лазерный диод с длиной волны 405 нм (± 10 нм). Первый светофильтр является интерференционным и используется для того чтобы отсеять излучения, падающие на образец с отличной от лазерной линии длиной волны. Он установлен непосредственно перед оптическим окном измерительной ячейки. Коэффициент пропускания первого светофильтра представлен на рисунке 3.

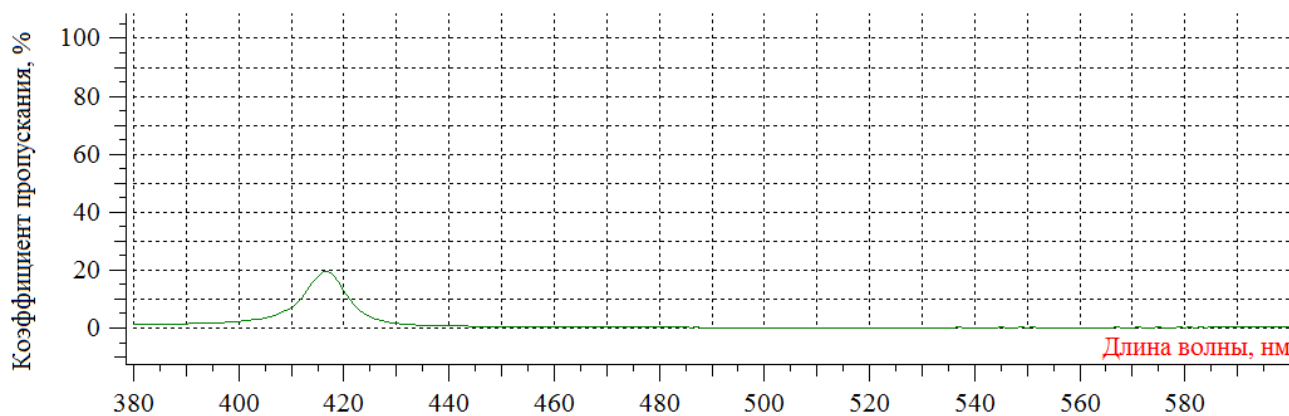


Рис. 3. Коэффициент пропускания первого светофильтра

На рисунке 4 представлен коэффициент пропускания второго оптического фильтра. Второй светофильтр предназначен для исключения влияния на итоговый спектр люминесценции лазерной линии. Так как используемый монохроматор имеет дифракционную решетку в качестве дисперсионного элемента, следовательно, если рассеянное первичное излучение от лазерного диода попадет на вход монохроматора, то соответственно на выходе будет линия от диода и возможно не одна, в зависимости от диапазона исследования и длины волны первичного излучения. Так если в качестве возбуждающего излучения используется свет с длиной волны 405 нм, то попадая на дифракционную решетку имеем первый порядок дифракции и свет с длиной волны 405 нм после дифракционной решетки, а также второй порядок дифракции и свет с длиной волны 810 нм, а далее третий и последующие порядки. Это не является критичным если исследуемый диапазон лежит между порядком дифракции первичного излучения на некотором расстоянии. А если в исследуемый диапазон попадает ка-

кой-либо порядок дифракции света от первичного источника излучения, то это исказит получаемые данные. Таким образом желательно избавиться от попадания света от источника первичного излучения на дифракционную решетку.

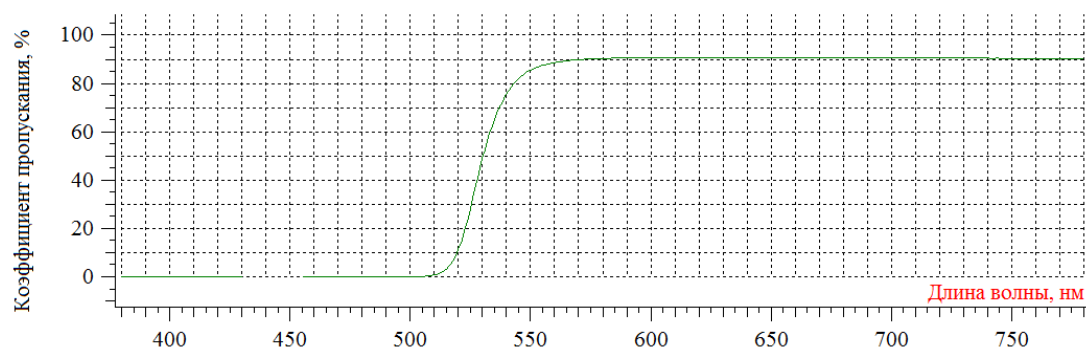


Рис. 2. Коэффициент пропускания второго фильтра

Для исследования и анализа, спектров люминесценции в автоматическом режиме, разработано программное обеспечение, которое управляет изменением длины волны в монохроматоре, т.е. вращением дифракционной решетке. Одновременно с изменением длины волны, происходит получение данных с детектора оптического излучения. Широкополосный детектор оптического излучения подключен к выходной щели монохроматора. Аналоговый сигнал с этого детектора через усилитель поступает на терминальный блок BNC-2120 и затем на вход АЦП платы сбора данных. Полученные отсчеты АЦП формируются в массив, который затем используется для построения спектра.

Выводы

Разработан макет измерительного комплекса люминесценции полупроводниковых структур, позволяющий проводить измерения при постоянной температуре от 12 К до 500 К, в диапазоне длин волн 300 ÷ 1200 нм. Разработано программное обеспечение с помощью которого осуществляется анализ спектров люминесценции.

Благодарности

Работа выполнена с использованием оборудования РЦЗМкп при ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет» (сkr.rsreu.ru).

1. Е.П. Трусов, В.Г. Литвинов, В.С. Ярцев/ Автоматизированный измерительный комплекс люминесценции на основе LabVIEW// Труды X Всероссийской школы-семинара студентов, аспирантов и молодых ученых по направлению: «Диагностика наноматериалов и наноструктур» – Рязань, 2018. – С. 13-17.

СЕКЦИЯ «ПРОМЫШЛЕННАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА, ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА И ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ»

УДК 621.316.925.1; ГРНТИ 44.29.31

МОДЕРНИЗАЦИЯ ЗАЩИТ БЛОКА ГЕНЕРАТОР - ТРАНСФОРМАТОР ДЯГИЛЕВСКОЙ ТЭЦ

Н.И. Леваков, Е.В. Сливкин

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Россия, Рязань, levakov_ni@ryazan.quadra.ru*

Аннотация. В данной работе проводится выбор трансформаторов тока, трансформаторов напряжения необходимых для модернизации защит и их проверка по требованиям релейной защиты, а также выбор комплекса микропроцессорных защит.

Ключевые слова: ТЭЦ, трансформаторы тока, трансформаторы напряжения, микропроцессорные терминалы, релейная защита, трансформатор, генератор.

MODERNIZATION OF PROTECTIONS OF THE GENERATOR - TRANSFORMER BLOCK OF THE DIAGHILEV TPP

N.I. Levakov, E.V. Slivkin

*Ryazan State Radio Engineering University named V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, levakov_ni@ryazan.quadra.ru*

Annotation. In this work, the selection of current transformers, voltage transformers necessary for the modernization of protection and their verification according to the requirements of relay protection, as well as the selection of a complex of microprocessor protection.

Keywords: TPP, current transformers, voltage transformers, microprocessor terminals, relay protection, transformer, generator.

Введение

Модернизация защит проводится на энергоблоке ПГУ-1 крупнейшего предприятия энергетики города Рязани – Дягилевской ТЭЦ. Целью модернизации является разработка проекта защит блока трансформатор Т-7 типа ТРДН 63000/110/10 63МВА и турбогенератора ТГ-7 типа Siemens AMS 1250 LG38,5 МВт полностью на отечественных комплектующих из-за ряда недостатков микропроцессорных терминалов SIPROTEC типа 7UM6221 фирмы Siemens[1], рассмотренных ранее[2].

Для того чтобы определиться с выбором терминалов защит блока необходимо выбрать трансформаторы тока и трансформаторы напряжения, без которых функционирование защит невозможно, и проверить их по требованиям релейной защиты[3].

Выбор ТТ и ТН и их проверка по требованиям РЗА

Расчетная проверка ТТ состоит из расчетных проверок на 10% погрешность и надежность работы реле. По кривым предельной кратности $K_{10} = f(z_n)$, где z_n – сопротивление нагрузки ТТ, при которой $\varepsilon = 10\%$, проверку проводят при проектных работах или при пусконаладочных работах когда еще нет действительных ВАХ применяемых ТТ [3-4].

Найдем номинальный ток со стороны высокого напряжения по формуле (1):

$$I_{\text{номВН}} = \frac{S_{\text{ном}}}{\sqrt{3} \times U_{\text{номВН}}}, \quad (1)$$

где $S_{\text{ном}}$ – номинальная мощность трансформатора;

$U_{\text{номВН}}$ – номинальное напряжение с высокой стороны.

$$I_{\text{номВН}} = \frac{63}{\sqrt{3} \times 115} = 316 \text{ А.}$$

Найдем номинальный ток со стороны низкого напряжения по формуле (2):

$$I_{\text{номНН}} = \frac{S_{\text{ном}}}{\sqrt{3} \times U_{\text{номНН}}}, \quad (2)$$

где $U_{\text{номНН}}$ – номинальное напряжение с низкой стороны.

$$I_{\text{номНН}} = \frac{63}{\sqrt{3} \times 10,5} = 3364 \text{ А.}$$

В качестве трансформатора тока со стороны высокого напряжения проверку проведем для ТТ типа ТВТ-110-III-1000-750-600-400/1 входящего в поставку с трансформатором и устанавливающегося на вводах внутри оболочки трансформатора, аналоги которого типа ТВ-110 имеют наружную установку что является менее надежной конструкцией.

Найдем вторичный ток со стороны высокого напряжения по формуле (3):

$$I_{\text{вторВН}} = \frac{I_{\text{номВН}} \times K_{\text{сх}}}{K_{\text{Т}}}, \quad (3)$$

где $K_{\text{Т}}$ – коэффициент трансформации ТТ;

$K_{\text{сх}}$ – коэффициент схемы соединения ТТ в звезду.

$$I_{\text{вторВН}} = \frac{316 \times 1 \times 1}{400} = 0,79 \text{ А.}$$

Таблица 1. Рекомендуемые длины соединительных проводов [4]

Наименование цепи	Длина, м
Все цепи РУ 110 кВ	75-100
Цепи ГРУ 6-10 кВ, кроме линий потребителей	40-60

На вторичной стороне ТТ вычислим нагрузку с учетом рекомендованной длины соединяющего провода 100 м. и сечением жилы 2,5 мм²[4].

Найдем сопротивление провода по формуле (4):

$$r_{\text{пр}} = \rho_{\text{м}} \times \frac{L_{\text{пр}}}{S_{\text{пр}}}, \quad (4)$$

где $\rho_{\text{м}}$ – удельное сопротивление меди;

$L_{\text{пр}}$ – длина провода;

$S_{\text{пр}}$ – сечение провода.

$$r_{\text{пр}} = 0,018 \times \frac{100}{2,5} = 0,72 \text{ Ом.}$$

Найдем сопротивление на терминале по формуле (5):

$$Z_{\text{тер}} = \frac{S}{I_{\text{ном}}^2}, \quad (5)$$

где S – потребление устройства;
 $I_{\text{ном}}$ – номинальный ток устройства.

$$Z_{\text{тер}} = \frac{0,6}{1^2} = 0,6 \text{ Ом.}$$

Найдем сопротивление соединения ТТ при трехфазном КЗ по формуле (6):

$$z_{\text{н}} = 2 \times r_{\text{пр}} + Z_{\text{тер}} + r_{\text{пер}}, \quad (6)$$

где $r_{\text{пр}}$ – переходное сопротивление равное 0,05

$$z_{\text{н}} = 2 \times 0,72 + 0,6 + 0,05 = 2,09 \text{ Ом.}$$

По допустимой кратности тока произведем проверку:

Коэффициент допустимой кратности при трехфазном КЗ найдем по формуле (7):

$$K_{10} = \frac{I_{\text{КЗ внеш.макс.}(3)}}{I_{\text{ном.ТТ}}}, \quad (7)$$

где $I_{\text{КЗ внеш.макс.}(3)}$ – трехфазный ток КЗ максимального режима точки К1;

$I_{\text{ном.ТТ}}$ – номинальный ток ТТ.

Трехфазный ток КЗ максимального режима взят из расчета точки К1 [2]:

$$I_{\text{КЗ внеш.макс.}(3)} = 1,8 \text{ кА,}$$

$$K_{10} = \frac{1,8}{0,4} = 2,5.$$

Коэффициент допустимой кратности при однофазном КЗ находится по формуле (7), но вместо $I_{\text{КЗ внеш.макс.}(3)}$ используется $I_{\text{КЗ внеш.макс.}(1)}$.

Однофазный ток КЗ максимального режима взят из расчета точки К1 [2]:

$$I_{\text{КЗ внеш.макс.}(1)} = 1,19 \text{ кА,}$$

$$K_{10} = \frac{1,8}{0,4} = 4,5.$$

Используя графики 10 % погрешности[3], показанные на рисунке 1, определим правильно ли выбран ТТ:

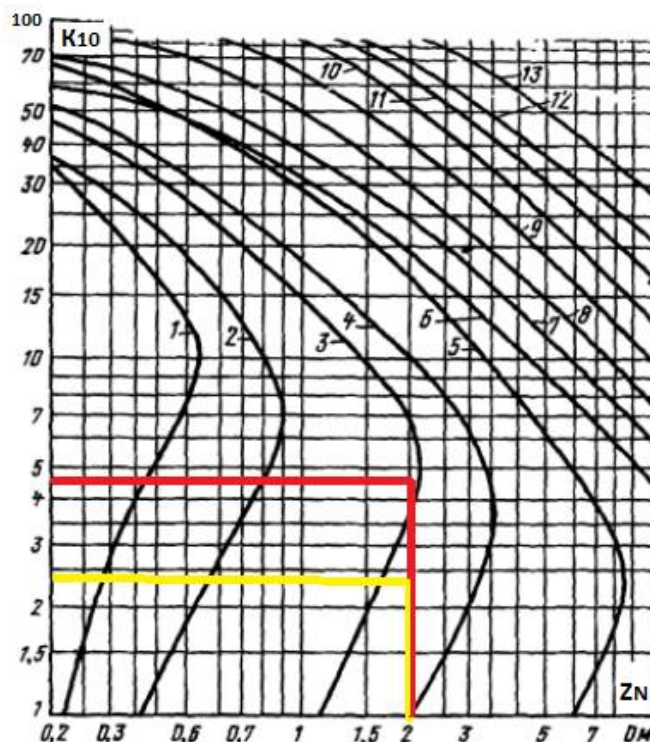


Рис. 1. Графики кривых 10 % погрешности ТТ типа ТВТ 110, пересечение K_{10} при трехфазном КЗ и Z_H отмечено желтыми линиями, K_{10} при однофазном КЗ и Z_H отмечено красными линиями

Каждая из кривых на рисунке 1 соответствует различным коэффициентам трансформации ТТ типа ТВТ. Проверяемый ТВТ 110 400/1 область ограничения, которого кривая №5

Точка пересечения рассчитанных значений коэффициента кратности при КЗ и сопротивления соединения ТТ лежит в области ограничения кривой 10 % погрешности №5, следовательно, выбор ТТ сделан правильно.

Рассмотрим трансформатор тока типа ТШЛ-СВЭЛ-10 3000/1 для низкого напряжения 10,5 кВ, являющегося одним из самых современных ТТ отечественного производителя, опережающего по характеристикам других производителей шинных ТТ как ОАО «ЗЗТТ» и других, иные типы ТТ из-за конструктивных особенностей не подходят под существующие конструкции генераторного моста.

Расчет проводим аналогично расчету, проведенному для ТВТ 110 400/1.

Найдем вторичный ток со стороны высокого напряжения по формуле (3):

$$I_{\text{вторНН}} = \frac{3364 \times \sqrt{3} \times 1}{3000} = 1,94 \text{ А.}$$

На вторичной стороне ТТ вычислим нагрузку с учетом рекомендованной длины соединяющего провода 60 м. и сечением жилы 2,5 мм² [5].

Найдем сопротивление провода по формуле (4):

$$r_{\text{пр}} = 0,018 \times \frac{60}{2,5} = 0,43 \text{ Ом.}$$

Найдем сопротивление на терминале по формуле (5):

$$Z_{\text{тер}} = \frac{S}{I_{\text{ном}}^2} = \frac{0,6}{1^2} = 0,6 \text{ Ом.}$$

Найдем сопротивление соединения ТТ при однофазном КЗ по формуле (8):

$$z_H = 3 \times r_{np} + Z_{тер} + r_{пер},$$

$$z_H = 3 \times 0,43 + 0,6 + 0,05 = 1,08 \text{ Ом.}$$

Коэффициент допустимой кратности при трехфазном КЗ найдем по формуле (7):
Трехфазный ток КЗ максимального режима взят из расчета точки К2 [2]:

$$I_{КЗ \text{ внеш. макс. (3)}} = 28,1 \text{ кА,}$$

$$K_{10} = \frac{28,1}{3} = 9,36.$$

Используя графики 10 % погрешности определим правильно ли выбран ТТ[3]:

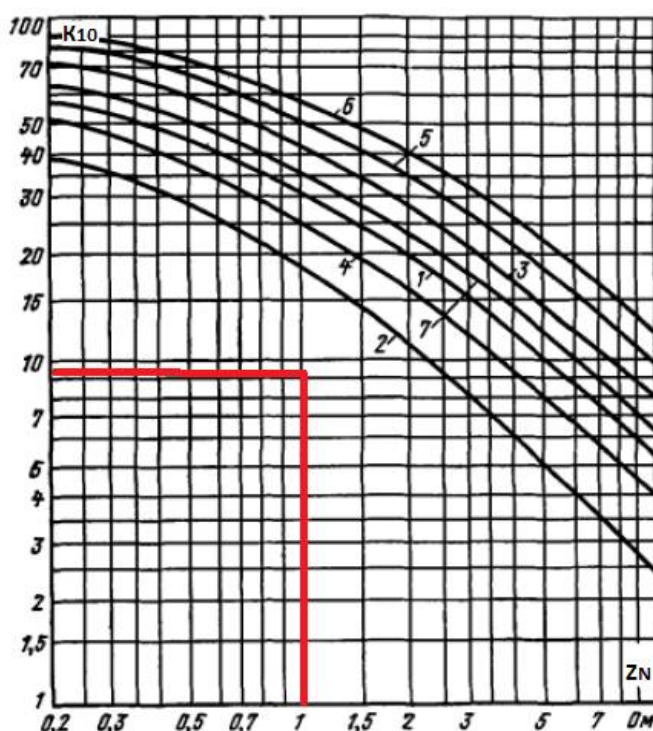


Рис. 2. Графики кривых 10 % погрешности ТТ типа ТШЛ-СВЭЛ-10 3000/1, пересечение K_{10} и z_H отмечено красными линиями.

Каждая из кривых соответствует различным коэффициентам трансформации ТТ типа ТШЛ, проверяемый нами ТШЛ-СВЭЛ-10 3000/1 область ограничения, которого кривая №4

Точка пересечения рассчитанных значений лежит в области ограничения кривой 10 % погрешности №4, следовательно, выбор ТТ сделан правильно.

В качестве трансформаторов напряжения будем использовать ТН типа ЗНОЛП-СВЭЛ-10 в следующем исполнении с учетом существующих конструкций:

Таблица №2 Исполнение ТН

Тип	Номинальное напряжение обмоток ТН, кВ
ЗНОЛП-СВЭЛ-10	$\frac{10,5}{\sqrt{3}} / \frac{0,1}{\sqrt{3}} / \frac{0,1}{3}$
ЗНОЛП-СВЭЛ-10	$\frac{10,5}{\sqrt{3}} / \frac{0,1}{\sqrt{3}} / \frac{0,1}{\sqrt{3}} / \frac{0,1}{3}$

ТН типа ЗНОЛП-СВЭЛ-10 реализован с предохранительным устройством многоразового использования и предназначен для питания цепей защиты, автоматики, измерения и сигнализации аналогов которому нет ни на отечественных ни на зарубежных рынках.

Выбор устройств для реализации микропроцессорных защит

Проанализировав отечественный рынок микропроцессорных защит блоков генератор – трансформатор для нашего проекта в качестве комплексной защиты блока подходят микропроцессорные терминалы ЭКРА 213 реализуемые в шкафах ШЭ1111 отечественного производства ООО НПО «ЭКРА» [5-6], так как другие отечественные производители такие как: НТЦ «Механотроника», АО «РАДИУС Автоматика» не производят стационарных комплексов защит блоков генератор – трансформатор.

Система защит шкафа ШЭ1111 с терминалом ЭКРА 213 реализуется с учетом запроса покупателя, то есть может варьироваться в зависимости от необходимых защит. С учетом требований ПУЭ, проектной документации и рекомендаций фирмы Siemens комплекс защит должен содержать следующие защиты [7-8]:

- дифференциальная защита трансформаторного блока, $I\Delta$ ТБ;
- максимальная токовая защита трансформатора блока, $I > ВН$;
- токовая защита нулевой последовательности от КЗ на землю в сети 110 кВ (грубая ступень), I_0 (груб);
- токовая защита нулевой последовательности от КЗ на землю в сети 110 кВ (чувствительная ступень), I_0 (чувств);
- защита по напряжению нулевой последовательности от КЗ на землю в сети 110 кВ, U_0 110;
- контроль изоляции со стороны НН трансформаторного блока, U_0 ТБ;
- контроль тока для пуска охладителей трансформаторного блока, РОТ ТБ;
- контроль тока для блокировки РПН трансформаторного блока, РТ РПН ТБ;
- контроль исправности цепей напряжения переменного тока трансформаторного блока, КИН ТБ;
- орган минимального напряжения для контроля перегорания предохранителей ТН со стороны НН трансформаторного блока, $U < ТБ$;
- орган напряжения обратной последовательности для контроля перегорания предохранителей ТН со стороны НН трансформаторного блока, $U2 > ТБ$;
- контроль тока со стороны ВН трансформаторного блока для пуска дуговых защит, РТ ЗДЗ ТБ;
- дистанционная защита от симметричных замыканий (ближнее резервирование), $Z1 <$;
- дистанционная защита от внешних междуфазных замыканий (дальнее резервирование), $Z2 <$;
- дистанционная защита от внешних междуфазных замыканий (3-я ступень), $Z3 <$;

- защита от несимметричных КЗ и перегрузок, I_2 ;
- токовая защита обратной последовательности генератора, $I_2 >$;
- контроль исправности цепей напряжения переменного тока генератора, КИН Г;
- орган минимального напряжения для контроля перегорания предохранителей ТН со стороны генератора, $U < Г$;
- орган напряжения обратной последовательности для контроля перегорания предохранителей ТН со стороны генератора, $U_2 > Г$;
- Контроль тока со стороны линейных выводов для пуска дуговых защит, РТ ЗДЗ Г.



Рис. 3. Внешний вид шкафа ШЭ1111 с терминалом 200 серии производства ООО НПО «ЭКРА»

В качестве комплексной защиты генератора будем использовать два комплекта терминалов отечественного производства ООО НПП «Бреслер» типа TOP 300 ЗГ 511 реализуемые в шкафу типа Ш2100 14.511 [9]. Следует отметить что на отечественном рынке кроме ООО НПП «Бреслер» комплексы генераторных защит производит так же АО «РАДИУС Автоматика» но только для генераторов малой мощности и не реализует часть необходимых в нашем проекте защит.

Система защит шкафа Ш2100 14.511 с терминалами TOP 300 ЗГ 511 реализуется с учетом запроса заказчика. С учетом требований ПУЭ, проектной документации и рекомендаций фирмы Siemens комплекс защит должен содержать следующие защиты на генератор [7-8]:

- Продольную дифференциальную защиту генератора, $I\Delta G$;
- Поперечную дифференциальную защиту генератора, $I\Delta >$;
- Максимальная токовая защита с пуском по напряжению, $I >$;
- дистанционная защита от симметричных замыканий, $Z1 <$;
- дистанционная защита от внешних междуфазных замыканий, $Z2 <$;
- дистанционная защита от внешних междуфазных замыканий, $Z3 <$;
- Защита ротора от замыканий на землю, $Re <$;
- Защита от замыканий на землю обмотки статора (с наложением 20 Гц), $Se(f20)$;
- Защита от несимметричных перегрузок токовая защита обратной последовательности, I_2 ;
- Защита от потери возбуждения, $\Phi <$;
- Защита от перевозбуждения, U/f ;
- Защита генератора от обратной мощности, $P_{обр}$;
- Защита от повышения (понижения) напряжения, $UG < (UG >)$;
- Защита от изменения частоты, $f < (f >)$;

- Защита от асинхронного режима, Φ_U ;
- Максимальная токовая защита заземляющего трансформатора, $I >$;
- Устройство резервирования отказа выключателя, УРОВ.



Рис. 4. Внешний вид шкафа ШЭ1111 с терминалами типа ТОР 300 ЗГ 511 производства ООО НПП «Бреслер»

Выводы

В данной статье проводится выбор трансформаторов тока и трансформаторов напряжения необходимых для модернизации защит блока генератор – трансформатор на крупном объекте энергетики города Рязани - Дягилевской ТЭЦ, и проводится их проверка по требованиям релейной защиты. Выбраны ТТ типа ТВТ-110-III-1000-750-600-400/1 и ТШЛ-СВЭЛ-10 3000/1, а также трехобмоточные и четырехобмоточные ТН типа ЗНОЛП-СВЭЛ-10. Помимо этого произведен выбор комплекса микропроцессорных защит и описаны реализуемые в терминалах защитные функции. В качестве комплексной защиты блока выбраны два комплекта шкафов ШЭ1111 с терминалами ЭКРА 213, а в качестве комплексной защиты генератора выбран шкаф ШЭ1111 с двумя комплектами терминалов ТОР 300 ЗГ 511. Результат проведенной работы позволят в дальнейшем перейти к следующему этапу работы – расчету уставок по каждой защите.

Библиографический список

1. Многофункциональное реле защиты генераторов, двигателей и трансформаторов SIPROTEC 7UM62. РЭ С53000-G1176-C149-2.
2. Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2019: II международный научно-технический форум: Сборник трудов Том 2: «Модернизация защит блока генератор – трансформатор Дягилевской ТЭЦ», Н.И. Леваков, Е.В. Сливкин. – Рязань: Рязан. гос. радиотех. ун-т, 2019. – 136 с.
3. Королев Е.П., Либерзон Э.М. Расчеты допустимых нагрузок в токовых цепях релейной защиты. – М.: Энергия, 1980, 207 с.
4. Петрова С.С., Васильева О.А. Производство электроэнергии. Учеб. Пособие.: СПбГПУ, 2012.-145 с.
5. Шкафы типов ШЭ1110, ШЭ1110М, ШЭ1111, ШЭ1112, ШЭ1113 комплекса унифицированных защит генераторов, трансформаторов и блоков генератор-трансформатор электростанций. РЭ ЭКРА.65023.001.
6. Терминалы микропроцессорные серии ЭКРА 200. РЭ ЭКРА.650321.001.
7. Проектная документация - расширение Дягилевской ТЭЦ строительство ПГУ - 115 МВт, подраздел 5.1 «Система электроснабжения», 2014. - 18 с
8. Техническая спецификация на бесщеточный синхронный генератор. - АВВАВ по заказу Siemens. – 2013.
9. Терминал защиты и автоматики типа «ТОР 300». АИПБ.656122.011 РЭ.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ОПТОВОЛОКОННЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ КАК ЭЛЕМЕНТЫ СОВРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В.В. Шевлякова, А.А. Дягилев

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, viktopus@icloud.com*

Аннотация. В статье рассматривается современное состояние электротехнических комплексов и систем. Показано, что измерительные трансформаторы тока и напряжения, применяемые традиционно в цепях релейной защиты и автоматики, имеют ряд недостатков. В связи с этим показано, что оптоэлектронные трансформаторы устраняют недостатки традиционных трансформаторов тока и напряжения, а также являются искро-взрывобезопасными. В статье рассматриваются оптоэлектронные трансформаторы тока, использующие магнитооптический эффект Фарадея. Рассмотрены принципы, на которых могут быть построены оптоэлектронные трансформаторы тока

Ключевые слова: волоконная оптика, эффект Фарадея, магнитооптика, трансформаторы тока, оптоэлектронные трансформаторы тока.

WIRELESS FIBER OPTIC TRANSFORMERS AS ELEMENTS OF MODERN ELECTRICAL SYSTEMS

V.V. Shevlyakova; A.A. Diaghilev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, viktopus@icloud.com*

The summary. The article discusses the current state of the electric units and systems. It indicates that the current and voltage measuring transformers traditionally used in the circuits of relay protection and automation have a number of drawbacks. In this regard, it indicates that the optoelectronic transformers eliminate the drawbacks of traditional current and voltage transformers and are also spark and explosion proof. The article discusses optoelectronic current transformers using the magneto-optical Faraday effect. The paper explores the principles upon which optoelectronic current transformers can be built.

Keywords: fiber optics, Faraday effect, magneto-optical, electric units, current transformers, optoelectronic current transformers

Современное состояние электротехнических комплексов и систем направлено на разработку новейших конструкций приборов и оборудования. Известно, что в цепях релейной защиты и автоматики управление высоковольтным (ВВ) оборудованием осуществляется в низковольтной (НВ) части. При этом для преобразования ВВ-сигналов в НВ-сигналы используются измерительные трансформаторы тока (ИТТ) и напряжения (ИТН). Такие ИТТ и ИТН имеют ряд недостатков: явления насыщения, гистерезиса, резонанса, остаточного намагничивания, а также большой вес и габариты. В связи с этим появилась необходимость создания такого нового вида измерительных трансформаторов, как оптоэлектронные. Оптоэлектронные трансформаторы устраняют недостатки традиционных трансформаторов, а также являются искро-взрывобезопасными и экономически выгодными.

В оптоэлектронных трансформаторах тока (ОТТ) и напряжения (ОТН) используются магнитооптический эффект Фарадея и электрооптический эффект Поггеля. В данной работе рассматриваются только оптоэлектронные трансформаторы тока.

История оптических трансформаторов тока уходит корнями в середину девятнадцатого века, когда Фарадей опубликовал работы по закону и явлению электромагнитной индукции. Спустя 14 лет, в 1845 г. Фарадей открыл еще одно явление, которое стало одной из основных ступеней в процессе разработки оптических преобразователей тока, — явление поворота плоскости поляризации линейно поляризованного света в постоянном магнитном поле.

Принципиальная схема эффекта Фарадея показана на рисунке 1, в ней использованы следующие обозначения: 1 — лазерный диод; 2 — поляризатор; 3 — элемент Фарадея (скрученное оптическое волокно); 4 — анализатор; 5 — фотодиод; 6 — проводник с током.

Колебания световой волны на выходе поляризатора происходят в плоскости С. На выходе анализатора, с учетом дополнительного поворота плоскости поляризации в элементе Фарадея (ЭФ) на угол ϕ и угол пропускания пары поляризаторов γ , колебания плоскополяризованной световой волны происходят в плоскости D [1].

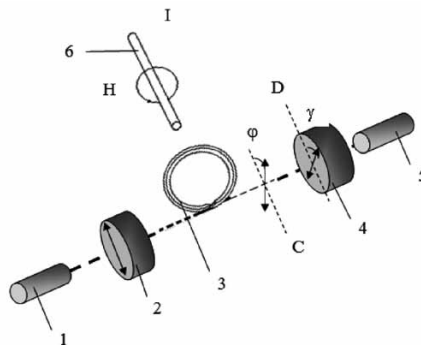


Рис. 1. Принципиальная схема эффекта Фарадея

Если изготовить кольцо из множества витковооптического волокна и намотать на это кольцо провод, то, пропустив электрический ток, можно получить преобразователь магнитного поля, обладающий высокой чувствительностью. При этом угол вращения плоскости поляризации $\phi = VN_f N_i I$, где I – электрический ток; N_f – число витков кольца из оптического волокна; N_i – число пересечений электрического тока с витками волокна [2].

В современных литературных источниках широкую известность подобные технологии получили после того, как были представлены первые удачные прототипы в 2005 году, когда канадская корпорация «NxtPhaseCorporation» представила один из первых рабочих вариантов оптических преобразователей тока (рис. 2). Несмотря на относительно высокую стоимость данной технологии она без сомнения является одним из ключевых направлений развития ОТГ.

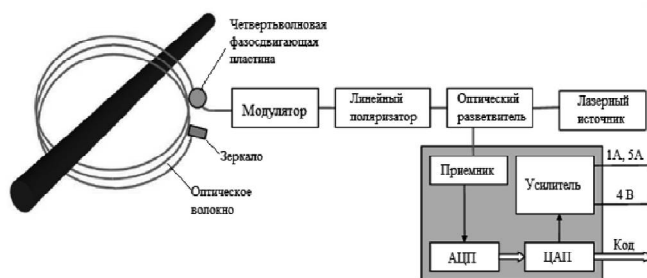


Рис. 2. Функциональная схема оптического трансформатора тока

Рассмотрим более подробно преимущества ОТГ:

- естественная гальваническая развязка первичных и вторичных цепей (чувствительный элемент – оптическое волокно – является диэлектриком);
- отсутствие выноса потенциала с ОРУ (повышение безопасности и электромагнитной совместимости);
- снижение эксплуатационных затрат;
- измерительные оптоэлектронные трансформаторы тока и напряжения не требуют замены/контроля масла или элегаза, регулярного ремонта или проверки, а лишь поверки прибора и его выходных характеристик раз в 6 лет (затраты не превышают 2% от стоимости прибора за все время эксплуатации);

– массогабаритные показатели (от 15 кг) значительно меньше, чем у традиционных трансформаторов (от 100 кг).

А также:

– ОТТ имеют аналоговый и цифровой выходы, а поэтому совместимы, как с существующими вторичными цепями, так и с перспективными информационными системами на базе протокола 61850-9-2;

– высокая точность контроля и учета электроэнергии (превосходит класс точности 0,2S и 0,2).

Энергобезопасность:

– высокая пожаро-, взрывобезопасность и экологичность, так как не содержит масел, бумаги, горючих полимеров и элегаза в высоковольтной изоляции;

– исключение проблем феррорезонанса и опасности размыкания вторичных токовых цепей.

Энергоэффективность:

– применение цифровых ОТТ значительно повышает точность учета;

– при использовании ОТТ с аналоговым выходом устраняются погрешности, связанные с нагрузочными характеристиками трансформаторов, и в значительной степени уменьшаются погрешности из-за потерь в протяженных вторичных цепях;

– при переходе на цифровые интерфейсы ОТТ позволяют снизить объемы неучтенной электроэнергии более чем в 10 раз.

В основе ОТТ лежат следующие принципы построения.

Первый принцип построения заключается в последовательном соединении между собой $(n-1)$ чувствительных элементов световода (рис. 3) [3]. Это устройство используется для измерения однократных импульсов тока с длительностью, лежащей в наносекундном диапазоне, в мощных электрофизических установках типа линейных импульсных ускорителей электронов.

В данном волоконно-оптическом устройстве содержится источник линейно-поляризованного светового излучения 1, который через волоконный световод 2, изготовленный из магнитооптического материала, подключен к началу поляризационно-чувствительного фотоприемника 3, конец которого подсоединен к измерительно-вычислительному блоку 4. Волоконный световод состоит из n чувствительных элементов $S_{1...n}$ в виде одинаковых дуг, образующих замкнутый контур, который охватывает токопровод с измеряемым током.

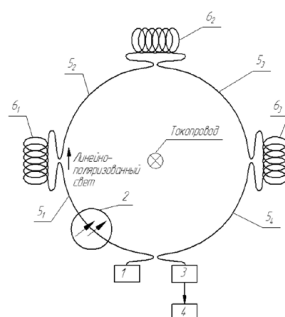


Рис. 3. Волоконно-оптическое устройство для измерения импульсных токов.

Элементы последовательно соединены между собой $(n-1)$ одинаковыми волоконно-оптическими линиями задержки $b_{1...n-1}$: начало первого чувствительного элемента подключено к источнику излучения, конец последнего чувствительного элемента подключен ко входу

фотоприемника. Волоконно-оптические линии задержки представляют собой катушки с витками световода. Витки катушек расположены так, что плоскости этих витков перпендикулярны силовым линиям магнитного поля, создаваемого измеряемым током.

Второй принцип состоит в том, что выход фотоприемного устройства связан со входом усилителя постоянного тока и через разделительную емкость со входом усилителя переменного тока представлен на рисунке 4. Его выход связан с первым входом делителя, второй вход делителя связан с первым выходом усилителя постоянного тока. Выход делителя связан со входом регистратора. Второй выход усилителя постоянного тока связан с первым входом сумматора, второй вход которого электрически связан с выходом источника опорного напряжения, а его выход – с затвором с изменяющимся коэффициентом пропускания.

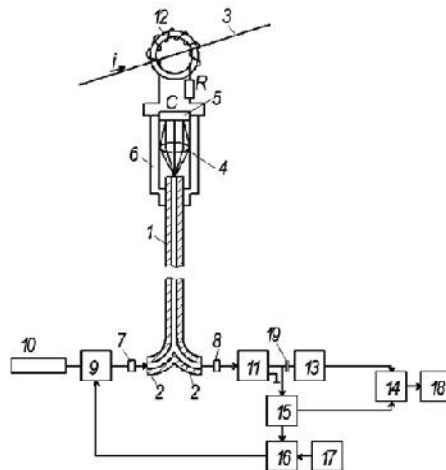


Рис. 4. Датчик тока. Устройство содержит: 1 – волоконно-оптический канал связи; 2 – волоконно-оптический ветвитель; 3 – токовый проводник; 4 – линзу; 5 – пьезокерамическую мембрану с зеркальным покрытием; 6 – корпус модулятора; 7 – первый фокус; 8 – второй фокус; 9 – затвор с изменяющимся коэффициентом пропускания; 10 – ИАГ: Nd³⁺ лазер; 11 – фотоприемное устройство; 12 – измерительный преобразователь; 13 – усилитель переменного тока; 14 – делитель; 15 – усилитель постоянного тока; 16 – сумматор; 17 – источник опорного напряжения; 18 – регистратор; 19 – емкость.

В статическом состоянии при отсутствии тока в токовом проводнике 3 устройство работает следующим образом. Пучок света от ИАГ: Nd³⁺ лазера, пройдя затвор с изменяющимся коэффициентом пропускания 9 и первый фокус 7, направляется на вход волоконно-оптического ветвителя 2 и через него по волоконно-оптическому каналу связи 1, пройдя линзу 4, поступает на пьезокерамическую мембрану с зеркальным покрытием 5, отразившись от которой вновь через линзу 4, волоконно-оптический канал связи поступает на волоконно-оптический ветвитель 2 и через его выход, пройдя второй фокус 8, поступает на фотоприемное устройство 11, где сигнал поступает на вход усилителя постоянного тока 15 и через емкость 19 на вход усилителя переменного тока 13. С первого выхода усилителя постоянного тока 15 и с выхода усилителя переменного тока 13 электрические сигналы поступают соответственно на первый и второй входы делителя 14. С выхода делителя 14 сигнал, равный отношению сигнала от усилителя постоянного тока 15 и от усилителя переменного тока 13, пропорциональный измеряемому току, поступает на регистратор 18, где и фиксируется. Одновременно электрический сигнал со второго выхода усилителя постоянного тока 15 поступает на первый вход сумматора 16, на второй вход которого поступает сигнал от источника опорного напряжения 17. Сигнал разбаланса с выхода сумматора 16 поступает на затвор с изменяющимся коэффициентом пропускания 9. Таким образом, устанавливается такой уровень интенсивности лазерного излучения в световоде, при котором обеспечивается необходимый для нормального режима работы уровень освещенности на фотоприемном устройстве 11.

При проявлении тока в контролируемой цепи электрический сигнал с выхода измерительного преобразователя 12 поступает на пьезокерамическую мембрану с зеркальным покрытием 5, вызывая ее деформацию, что вызывает изменение пространственно-угловых характеристик лазерного излучения, поступающего на нее по волоконнооптическому каналу связи 1. В свою очередь, изменение пространственно-угловых характеристик излучения, отраженного от пьезокерамической мембраны с зеркальным покрытием, при его вводе в волоконно-оптический канал связи 1, вызывает изменения условий его ввода, вызывая таким образом модуляцию лазерного излучения, поступающего на фотоприемное устройство света 11. Возникающий таким образом сигнал на выходе приемника света фиксируется регистратором 18.

При воздействии внешних факторов на волоконно-оптический канал связи 1 (ионизирующее излучение, механические нагрузки, температурный нагрев и т. д.) или изменении уровня потерь, вносимых оптическими разъемами при повторной сборке устройства, изменяется величина лазерного сигнала, поступающего на фотоприемное устройство 11, однако в связи с тем, что мощность света, поступающего на него, можно представить в виде

$$P = P_0(1 + m),$$

где P – среднее значение мощности;

m – глубина модуляции, а на выходе усилителя переменного тока 13 выделяется переменная составляющая сигнала, пропорционально только глубине модуляции, и не зависит от дестабилизирующих факторов.

Тем самым компенсируется влияние внешних факторов на прохождение информационного сигнала от передающего блока к регистратору. Таким образом, устройство позволяет повысить точность и большую устойчивость измерения путем информации от передающего блока к регистратору [4].

Далее рассмотрим третий принцип, в котором преобразователь предназначен для измерения силы тока в мощных электрофизических установках (рис. 5). Он содержит: источник линейно поляризованного светового излучения 1; два витка световодов 2, 3; поляризационно-нечувствительный соединитель световодов 4; анализатор 5 и регистратор 6. Витки световодов охватывают токопровод с измеряемым током в противоположных направлениях.

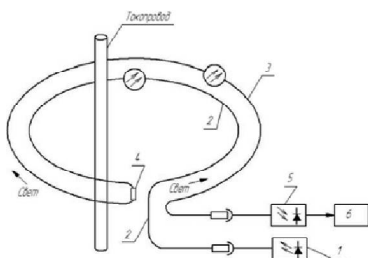


Рис. 5. Устройство для измерения больших токов

Источник светового излучения оптически подключен ко входу первого световода, выход которого через соединитель световодов оптически подключен ко входу второго световода, выход второго световода оптически подключен к анализатору, который, в свою очередь, подключен к регистратору. Световоды выполнены из магнитооптических материалов с постоянными Верде соответственно V_1 , V_2 .

Устройство предназначено для измерения силы токов в мощных электрофизических установках. Оно должно позволять измерять силу тока до 10 МА

$$I = \frac{2\pi}{2(V_1 - V_2)}.$$

При постоянной Верде $V_1 = 4,71 \cdot 10^{-6}$ рад/А и $V_2 = 4,54 \cdot 10^{-6}$ рад/А максимальное значение измеряемого тока будет равно 18 мА [7].

Приведем пример четвертого принципа построения, структурная схема которого приведена на рисунке 6.

При протекании электрического тока I по проводнику создается контролируемое магнитное поле напряженностью H . Это поле воздействует на элемент Фарадея (скрученное оптическое волокно) ЭФ. Создаваемое лазерным диодом ЛД когерентное монохроматическое излучение J_1 в поляризаторе P поляризуется в линейно поляризованную световую волну J_2 . В ЭФ под действием внешнего магнитного поля происходит вращение плоскости поляризации света, распространяющегося вдоль направления магнитного поля. Световой поток J_3 с выхода ЭФ проходит через анализатор A и попадает на фотодиод FD , затем на измерительный блок ИБ, который состоит из усилителя U . Далее происходит преобразование сигнала через аналого-цифровой преобразователь АЦП и на жидкокристаллическом индикаторе ЖКИ получаем значение контролируемого магнитного поля. Поляризатор P и анализатор A находятся в скрещенном положении. Таким образом, существует возможность фиксировать слабое изменение интенсивности светового потока на входе в фотодиод [5].

Наиболее важным элементом в данной схеме является чувствительный ЭФ, в котором при воздействии магнитного поля на некоторые материалы в них возникает индуцированная оптическая активность. Этот эффект достигается в результате взаимодействия магнитных полей света и электронных орбиталей [6].

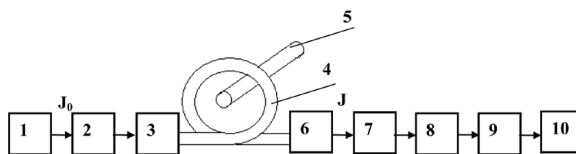


Рис. 6. Структурная схема четвертого принципа построения ОТТ

- 1 – лазерный диод; 2 – соединительное оптическое волокно; 3 – поляризатор;
4 – чувствительный элемент (виток оптического волокна); 5 – проводник с током, создающий магнитное поле;
6 – анализатор; 7 – фотодиод (ФД); 8 – операционный усилитель (ОУ);
9 – аналого-цифровой преобразователь (АЦП); 10 – жидкокристаллический индикатор (ЖКИ)

Основными достоинствами ЧЭ четвертого принципа построения являются его малая инерционность (время установления меньше 10^{-9} с), а также диамагнитная константа Верде, слабо зависящая от температуры.

В результате комплексного анализа принципов построения современных оптоэлектронных трансформаторов тока можно сделать вывод, что развитие оптической технологии преобразования представляется наиболее перспективным направлением как с точки зрения науки, так и в экономическом плане.

Библиографический список

1. КлаусБ., Прорыв в области измерения сильных постоянных токов–Издательство АББ Ревю, 2015.
2. Левина Т. М., Информационно-измерительная система контроля магнитного поля: монография. –LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH&Co. KG, Saarbrücken, Germany, 2012.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

*Памяти Улитенко Александра Ивановича
Научного руководителя, д-ра техн. наук, доцента РГРТУ
имени В.Ф. Уткина, РФ, Рязань*

ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЕ В РАМКАХ ПРОИЗВОДСТВА ЭНЕРГИИ, ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ СОБСТВЕННЫХ НУЖД ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ

А.В. Савченко, А.В. Селезнёв

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань*

Аннотация. В данной статье рассматривается экономия в рамках производства электроэнергии, использование частотных преобразователей и сравнение их с другими агрегатами.

Ключевые слова: Энергосбережение, электростанция, частотный преобразователь, насос, вентилятор.

*Of memory Alexander Ulitenko
Scientific director, Dr. Tech. sciences, associate professor of Ryazan State Radiotechnical University
named after V.V. Utkin, Russian Federation, Ryazan*

ENERGY CONSERVATION IN THE FRAMEWORK OF ENERGY PRODUCTION, THE USE OF FREQUENCY CONVERTERS FOR THE PLANTS OWN NEEDS

A.V. Savchenko, A.V. Seleznev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan*

Abstract. This article discusses the savings in the framework of electricity production, the use of frequency converters and their comparison with other units.

Keywords: power supply, frequency converter, pumps, fans.

Экономия в рамках производства энергии - возможно ли это? Начнём с того что отметим: 8 % вырабатываемой энергии на электростанции тратится на объекты собственных нужд (различные вентиляторы, насосы и т.д.), из этого следует что одним из крупнейших потребителей электрической энергии является сама энергетика. Отметим, что большинство из используемых механизмов управляется не эффективно и имеют избыточное энергопотребление.

Когда мы говорим о энергосбережении на электростанции, то сразу обращаем внимание на потребителей энергии, имеющих мощность более 1,5 МВт – питающие насосы, тягодутьевые механизмы. Да, бесспорно, эти объекты имеют огромный потенциал энергосбережения, но сегодня хотелось бы поговорить не о них [1].

Обратим наше внимание на большое количество потребителей собственных нужд электростанции, мощность которых не превышает 300 кВт, которые имеют не меньший по значимости потенциал экономии. Такими объектами являются: дутьевые вентиляторы, дымососы, насосы химического цеха, пылепитатели котлов, конденсатные насосы, питатели сырого угля и т.п. Оснастив электродвигатели насосов и вентиляторов преобразователями частоты, можно добиться экономии электроэнергии в среднем на 30% . Например, на одной крупной электростанции (ГРЭС) может быть таких объектов – несколько тысяч , а это выливается в огромный потенциал энергосбережения [2].

Вентиляторы и насосы, которые используются в системе собственных нужд электростанции, зачастую подключены напрямую к сети. В случае с насосами для регулирования их производительности используют гидравлическое дросселирование. Шиберы используют для вентиляторов, так – же для вентиляторов используют двухскоростные двигатели и направ-

ляющие осевые аппараты. В двух этих примерах поток жидкости или воздуха регулируется за счёт его ограничения, при этом работа двигателя находится на номинальном режиме [1].

В питателях и механизмах где необходимо плавное изменение скорости часто используют двигатели работающие на постоянном токе с тиристорным (возбудительным) управлением. Основным недостатком этих механизмов (двигателей) является необходимость их постоянного обслуживания , а именно: замена токоёмных щёток двигателя [3].

На сегодняшний день наиболее распространёнными способами регулирования вращающихся механизмов в энергетике являются гидромукты и преобразователи частоты [4]. Преобразователи частоты позволяют управлять скоростью вращения двигателя за счёт изменения входной частоты. Используемые рабочие механизмы не всегда работают при полной нагрузке электродвигателя, зачастую на выходе насоса или вентилятора ставят шиберы или заслонки для минимализации расхода воздуха или воды. В случае с центробежными насосами и вентиляторами уменьшение рабочей скорости ведёт к кубическому снижению электропотребления, что существенно больше по сравнению с классическими методами регулирования [4].

В виду значительной экономии электроэнергии, инвестиции в преобразователи частоты окупают себя за короткий (разумный) период. Как минимум 25% электроэнергии получается сэкономить при использовании преобразователей частоты для управления электродвигателями по сравнению с обычными способами управления двигателями. Если например понизить рабочую частоту всего-навсего на 20 % (с 50 Гц до 40 Гц), тогда потребление понизится в 2 раза. Энергосбережение это не единственный положительный фактор преобразователей частоты, так же их использование увеличивает срок службы электродвигателей и трубопроводной арматуры. Повышается надёжность всей системы, практически пропадает необходимость технического обслуживания. Так же преобразователи частоты позволяют осуществлять основные технологические задачи: регулировка расхода, давления, скорости, температуры, управление насосами, компрессорами, конвейерами, вентиляторами [2].

Зачастую электрооборудование и двигатели которые используются на электростанциях достаточно изношенные и используются более 20 лет. Для работы таких двигателей с преобразователями частоты, необходимо добавлять в электросхему специальные фильтры на выходе частотного преобразователя. Ими могут служить фильтры dt/du или синусоидальные фильтры, ферритовые кольца.

Основным параметром при выборе фильтра является длина кабеля от электродвигателя до преобразователя частоты. Эти фильтры позволяют избежать повреждения электродвигателя и увеличения срока службы (при соблюдении условия совместной работы двигателя и частотного преобразователя).

Также следует отметить и отрицательные факторы которые появляются при установке преобразователей частоты, этим фактором является передача гармонических искажений в сеть. Конечно же развитие промышленной (силовой) электроники не стоит на месте, многие разработчики предлагают эффективные решения для устранения (ослабления) гармонических искажений. Разрабатываются, испытываются и применяются: пассивные, активные, комбинированные фильтры, 12-пульсные схемы и т.п. Данные решения позволяют улучшать важные параметры питающей сети и минимизировать негативное действие на другое оборудование подключённое к общей сети. Следовательно, преобразователи частоты являются наиболее подходящим решением для оптимизации работы потребителей электростанции, имеющих мощность менее 300 кВт: они дешевле, удобнее и эффективнее [5].

Библиографический список

1. Трифонов С.Е. Исследование энергоэффективности асинхронного двигателя с частотным управлением : дис. – Южно-Уральский государственный университет, 2017.
2. Поляков В.Н., Шрейнер Р.Т. Энергоэффективные режимы двигателей переменного тока в системах частотного управления. – Екатеринбург: УрФУ, 2017. – 260 с.
3. Сергеев А.Е., Орлов А.В., Частотный преобразователь как устройство управления асинхронным электро-двигателем // Актуальные направления научных исследований: перспективы развития. 2017.- С.291-294.
4. Васильев Д.А., Пантелеева Л.А., Носков В.А., Исследование частотно-регулируемых асинхронных электроприводов в лабораторных условиях // Научно обоснованные технологии интенсификации производства. 2016. – С.235-237.
5. Мещеряков В.Н., Сибирцев Д.С., Синхронизированный асинхронный электропривод с частотным управлением // Электрические системы и комплексы, 2018. - №.1 (38).

УДК 621.387.132.223

ПРИМЕНЕНИЕ И СПОСОБ ПОЛУЧЕНИЯ ВЫСОКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПУЧКОВ ЭЛЕКТРОНОВ

Г.Е. Абрамова, К.Д. Агальцов, С.А. Круглов, А.А. Серезжин

*Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина,
Российская федерация, Рязань, gal60874150@yandex.ru*

Аннотация. В данной статье показаны современные области применения потока сфокусированных электронов, в частности, в медицине. Описан способ формирования электронных пучков на основе газоразрядного прерывателя тока тиратронного типа.

Ключевые слова: поток сфокусированных электронов, газоразрядный прерыватель тока, плазма, не инвазивное лечение опухолей.

APPLICATION AND METHOD FOR PRODUCING HIGH-ENERGY ELECTRON BEAMS

G.E. Abramova, K.D. Agaltsov, S.A. Kruglov, A.A. Serezhin

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, gal60874150@yandex.ru*

The summary. This article considers the current applications of focused electron flow, in particular, in medicine. A method for forming electron beams based on a gas-discharge current interrupter of the tiratron type is described.

Keywords: stream of focused electrons, gas-discharge current interrupter, plasma, non-invasive treatment of tumors.

Исследования строения вещества, которые привели к открытию излучения, проникающего через непрозрачные среды, появились уже в конце девятнадцатого века. В 1895 году В. Рентген открыл явление возникновения излучения при попадании на анод катодных лучей. Впоследствии полученные лучи были названы в его честь. Они приводили к изменению структуры облученного вещества. Практически с момента открытия X-лучей началось развитие методов использования излучения в различных областях промышленности и экономики, в частности в медицине [1].

Ионизирующее воздействие излучения на ткани организма приводит к разрушению и деструкции связей между их атомами и молекулами. Степень восприимчивости различных тканей к облучению различна. Большая восприимчивость кроветворных органов к радиации дает возможность определения характера протекания лучевой болезни.

Для облучения биологических объектов используются различные типы ионизирующих излучений [2]. При прохождении электронов через биологическую ткань они сильно

рассеиваются, тем самым увеличивают объем облучаемой ткани. Причиной этому служит небольшая масса электронов ($m_e = 9,1 \cdot 10^{-31}$ кг) в отличие от массы других частиц, которые на несколько порядков тяжелее (например, массы иона водорода $m_{H_2} = 1,67 \cdot 10^{-27}$ кг). В процессе прохождения электрона в ткани он расходует свою энергию на образование пары ионов, в результате чего электрон с энергией до десятков МэВ проходит в ткани несколько сантиметров и имеет максимум плотности ионизации близко к поверхности границы ткань-воздух. [3] Поэтому электроны чаще всего применяются для лечения поверхностных опухолей при лечении рака кожи и слизистых человека.

Проводя исследование работы генератора высоковольтных импульсов на основе индуктивного накопителя энергии, в качестве прерывателя тока в котором использовался газоразрядный прерыватель тока, был обнаружен следующий эффект. Во время размыкания тока на аноде формируется импульс высокого напряжения, под действием которого электроны из остаточной плазмы анодно-сеточной камеры ускоряются в направлении анода.

Для определения оптимальных рабочих параметров было проведено моделирование на основе программы FOCUS [4], позволяющей рассчитывать электрические поля электродных систем с практически произвольной конфигурацией электродов и на основе их распределений строить траектории движения заряженных частиц. Помимо этого, в данной программе существует возможность учета упругих столкновений с молекулами. Для проверки возможности осуществления данной идеи проводилось моделирование электронного пучка в условиях нарастающего электрического поля. Путем подбора значений параметров схемы требовалось достижение установления режима, при котором на аноде прерывателя формировался импульс напряжения с коротким задним фронтом.

Моделирование проводилось при амплитудах импульса напряжения на аноде 20 кВ, 50 кВ и 90 кВ при различных длительностях импульса. Конструкция представляла собой усеченный газоразрядный прибор, состоящий из сетки, разделенной на 10 узлов, диафрагмального анода с диаметром отверстий 3 мм и экраном, находящимся под потенциалом анода. Каждый узел сетки эмитировал 10 электронов, поэтому общее количество эмитируемых электронов равнялось 100. Начальная энергия электронов была принята равной 10 эВ, поскольку падение напряжения на газоразрядном приборе в рабочем режиме составляет порядка 70 В и оно, в основном, приходится на катодно-сеточное пространство. Учитывались также упругие столкновения электронов с молекулами водорода при давлении 5 Па и температуре 200°C. Результаты моделирования представлены в таблице 1.

Оптимальным результатом является длительность импульса напряжения на аноде по уровню 0,5 от амплитуды равная 25 нс и длительностью заднего фронта - 6 нс, при амплитуде напряжения 65 кВ [5].

Подтверждением наличия потока сфокусированных электронов, достигающих анода, является его нагрев. Эксперименты показали, что температура анода в начальных условиях при поданных напряжениях накала равна 105°C (рабочая температура анода 340°C) [6]. Применяя специальную конструкцию анодного узла газоразрядного прибора, можно обеспечить вывод электронов из анодно-сеточной камеры.

Таблица 1. Результаты моделирования

20кВ		50кВ		90кВ	
Длительность импульса, нс	Количество электронов, достигших коллектора	Длительность импульса, нс	Количество электронов, достигших коллектора	Длительность импульса, нс	Количество электронов, достигших коллектора
4	35	4	44	4	40
5	37	5	42	5	40
10	31	10	36	10	40
25	28	25	27	25	28
30	26	30	29	30	28
40	25	40	24	40	5
50	27	50	9	50	1
100	3	100	3	100	1

По результатам моделирования можно сделать вывод, что формирование потока сфокусированных электронов предлагаемым способом возможно. Для лучшей фокусировки пучка электронов необходимо уменьшать длительность импульса либо усложнять конструкцию, используя диэлектрические материалы для экранирования. Провести моделирование трассировки частиц при учете диэлектрических конструктивных материалов, ионизации и наличия пространственного заряда в программе FOCUS невозможно, поэтому для дальнейшего моделирования будет использована среда COMSOL Multiphysics. Строится предположение об использовании этих пучков в медицинских целях. Данная идея будет подтверждена или опровергнута при дальнейшем изучении данного вопроса.

Библиографический список

1. Черняев А.П. Ускорители в современном мире. – М: Изд-во МГУ, 2012. – 369с.
2. Черняев А.П. Ионизирующие излучения [Текст] / А.П. Черняев; Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова, Физический факультет. - издание 3-е, исправленное и дополненное. - Москва : Книжный дом Университет, 2014. - 254 с.
3. Костылев, В.А. Медицинская физика : учебное пособие для слушателей системы последиplomного образования / В. А. Костылев, Б. Я. Наркевич. - Москва : Медицина, 2008. - 458, [1] с. : ил., портр., табл.
4. Трубицын А.А. Программа "ФОКУС" моделирования аксиально-симметричных электронно-оптических систем: алгоритмы и характеристики // Прикладная физика, №2, 2008.– С. 56-62
5. Верещагин Н.М., Круглов С.А., Высоковольный импульсный генератор с индуктивным накопителем энергии на тиратроне // Приборы и техника эксперимента, №2, , 2002. – С. 82-85
6. Верещагин Н.М., Круглов С.А., Павлов М.Б., Сережин А.А., Шатилов С.Г. Исследование теплового режима газоразрядного прерывателя тока в схеме с индуктивным накопителем энергии // Вестник РГРТУ, № 46 ч.2, с. 100-102, 2013.

УДК 621.311; ГРНТИ 44.29.37

**ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ
ДЛЯ ТРАНСФОРМАТОРНОЙ ПОДСТАНЦИИ ТП-626
УЧЕБНОГО КОРПУСА №1 РГРТУ ИМЕНИ В.Ф. УТКИНА**

И.О. Колесник, Г.П. Гололобов

*Рязанский государственный радиотехнический университет
Россия, Рязань, kolesnik_ilya@list.ru, gololobov.gennady@yandex.ru*

Аннотация. В данной статье рассмотрены выключатели разных типов, произведён расчет и выбор выключателей для трансформаторной подстанции ТП-626 учебного корпуса №1 РГРТУ.

Ключевые слова: реконструкция, трансформаторная подстанция, высоковольтные выключатели.

**HIGH-VOLTAGE CIRCUIT BREAKERS
FOR TRANSFORMER SUBSTATIONS TP-626
OF THE 1ST EDUCATIONAL BUILDING OF RSREU NAMED AFTER V.F. UTKIN**

I.O. Kolesnik, G.P. Gololobov

*Ryazan State Radio Engineering University
Russia, Ryazan, kolesnik_ilya@list.ru, gololobov.gennady@yandex.ru*

Annotation. In this article, various types of switches are considered, the calculation and selection of switches for the transformer substation TS-626 of the educational building 1st of RSREU is made.

Keywords: reconstruction, transformer substation, reliability, high-voltage circuit breakers.

Введение

Выключателем называется коммутационный аппарат, необходимый для коммутации в различных режимах работы электрической цепи. Выключатель должен своевременно отключать токи нормального режима и режима короткого замыкания (КЗ) при этом без возникновения коммутационных перенапряжений. Выбор выключателя необходимо произвести в результате реконструкции трансформаторной подстанции ТП-626 учебного корпуса №1 РГРТУ. Согласно РД 153-34.3-20.409-99 реконструкцией в электрических сетях называется перечень работ на действующих объектах по их реформированию в целях оптимизации технико-экономических показателей. [1-3]

Разновидности выключателей

Высоковольтные выключатели различаются на масляные, маломасляные (горшковые), воздушные, элегазовые и вакуумные.

Масляные выключатели предназначены для напряжений 35-200 кВ для наружного применения, т.к. являются пожароопасными. Они имеют простую конструкцию, а также не зависят от погодных условий.

Маломасляные или, как их еще называют, горшковые выключатели распространены как в закрытых, так и в открытых распределительных устройствах. В отличие от масляных выключателей, в которых масло является изоляцией между разомкнутыми контактами, нуждаются в масле только как в среде, посредством которой гасится дуга. Их используют для напряжений 6-110 кВ. Применяются в системах с низкими требованиями.

Воздушные выключатели (рис. 1) рассчитаны на напряжение 15 кВ и выше. Отличаются высоким быстродействием, пожаробезопасностью и компактностью в сравнении с масляными. К их недостаткам можно отнести сложность устройства, а также опасность взрыва.



Рис. 1. Элегазовые и воздушные выключатели на подстанции «Факел»

Элегазовые выключатели (рис. 1) единственные применяются на всех классах напряжений 6-750 кВ. Отличаются исключительной способностью элегаза гасить электрическую дугу. Положительным отличием данного вида выключателей является долговечность, так как элегаз имеет свойство не стареть, а потому минимально загрязнять механические части прибора.

И последние вакуумные выключатели (рис. 2) предназначены на напряжения 6-220 кВ.



Рис. 2. Вакуумные выключатели

К их преимуществам можно отнести небольшие габариты, тихое переключение, экологичность (в отличие от элегазовых выключателей), высокую надежность. К недостаткам

же неспособность выдерживать большие токи КЗ и относительно небольшой коммутационный ресурс отключения аварийных токов.

Выбираем для стороны ВН вакуумные выключатели в силу их экологичности.

Определим расчетные токи в цепи трансформатора ТТУ-АЛ 315 на сторонах ВН и НН, используя формулы:

$$I_{\text{норм}} = (0,5 - 0,525) \cdot \frac{S_{\text{ном}}}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{ном}}} ; \quad (1)$$

$$I_{\text{max}} = (1 - 1,05) \cdot \frac{S_{\text{ном}}}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{ном}}} ; \quad (2)$$

$$I_{\text{ном}} = \frac{S_{\text{ном}}}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{ном}}} . \quad (3)$$

Подставив значения в формулы, получим:

$$I_{\text{норм}}^{\text{ВН}} = 0,525 \cdot \frac{315}{\sqrt{3} \cdot 6} = 15,9 \text{ А} ;$$

$$I_{\text{max}}^{\text{ВН}} = 1,05 \cdot \frac{315}{\sqrt{3} \cdot 6} = 31,8 \text{ А} ;$$

$$I_{\text{ном}}^{\text{ВН}} = \frac{315}{\sqrt{3} \cdot 6} = 30,3 \text{ А} .$$

Аналогично производим расчет для низкого напряжения, и заполним таблицу 1:

Таблица 1. Расчетные токи в цепи трансформатора

	$I_{\text{норм}}, \text{ А}$	$I_{\text{max}}, \text{ А}$	$I_{\text{ном}}, \text{ А}$
ВН	15,9	31,8	30,3
НН	239,7	479,3	456,5

Далее для стороны 6 кВ выбираем выключатель ВВ-TEL-10-20/1000, а для стороны 0,4 кВ автоматический выключатель марки ИЭК ВА 88-40.

Заключение

В данной работе рассмотрены выключатели разных типов, описаны их положительные и отрицательные характеристики, произведён выбор выключателей для сторон высокого и низкого напряжений.

Библиографический список

1. Роголёв Н.Д. Экономика энергетики. – Издательство МЭИ, 2005.
2. Жежеленко И.В., Саенко Ю.Л. Показатели качества электроэнергии и их контроль на промышленных предприятиях. – Энергоатомиздат, 2000.
3. Правила устройства электроустановок ПУЭ. 7-е издание. – Морткнига, 2018. УДК 537.523; ГРНТИ 29.27.43

О СКОРОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВЕТРА

Н.М. Верещагин, А.А. Коровин, В.В. Васильев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, nmver@yandex.ru

Аннотация. В данной работе рассматриваются методы увеличения скорости электрического ветра. Представлены их структурные схемы, а также результаты экспериментальных исследований скорости электрического ветра.

Ключевые слова: электрический ветер, скорость электрического ветра, коронный разряд.

ABOUT THE VELOCITY OF ELECTRIC WIND

N.M. Vereshchagin, A.A. Korovin, V.V. Vasilev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, nmver@yandex.ru

Abstract. In this paper, the methods of increasing the velocity of electric wind are considered. Their structural diagrams and results of experimental studies of the velocity of electric wind are presented.

Keywords: electric wind, velocity of electric wind, corona discharge.

Введение

При горении коронного разряда возникает электрический ветер [1]. Как эффект он известен с конца XIX века [2]. Высокий интерес к исследованию этого физического явления остается и по сей день, ввиду его использования во многих областях.

Приоритетными сферами применения электрического ветра в настоящее время являются [2, 3, 4]:

- Очистители воздуха
- Ионизаторы
- Электрофильтры
- Бесшумные вентиляторы
- Охлаждение электронных компонентов
- Летательные аппараты

Целью данной работы является исследование методов увеличения скорости электрического ветра.

Физические основы электрического ветра

Электрический ветер возникает следующим образом. В электродной системе, в непосредственной близости от острия, возникает электрический разряд, в котором генерируются электрические заряды. Образовавшиеся ионы под действием сильного электрического поля ускоряются по направлению к противоположному электроду. В процессе движения ионы сталкиваются с нейтральными молекулами воздуха и придают им движение в том же направлении. Ионы и другие заряженные частицы достигают поверхности осадительного электрода и отдают ему полученный ранее электрический заряд (рис. 1) [2, 3].

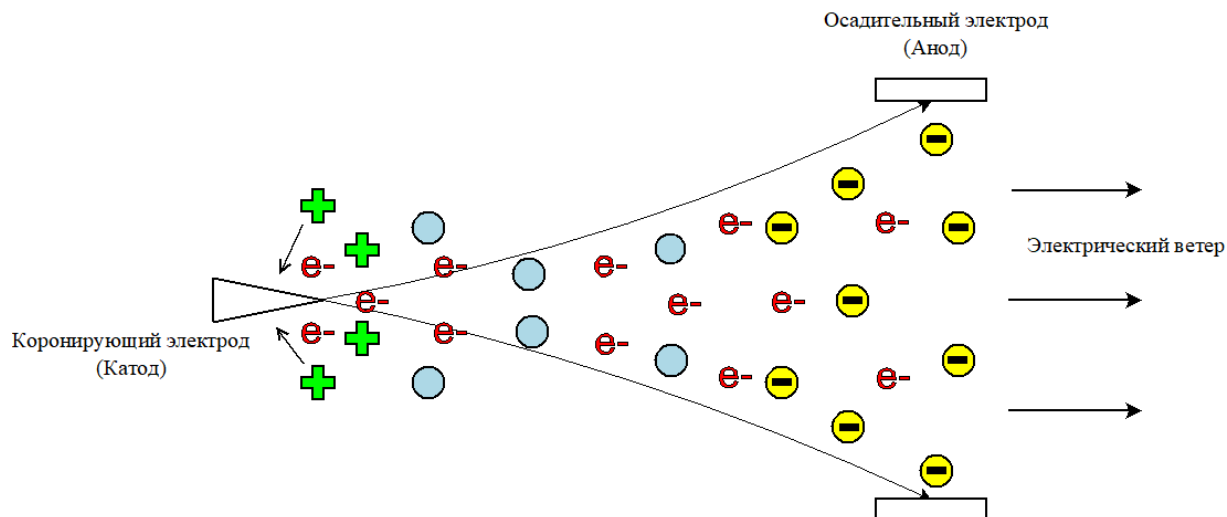


Рис. 1. Процесс возникновения электрического ветра

Энергия, затрачиваемая полем на перемещение ионов от одного электрода до второго, равна произведению суммарного заряда ионов q на напряжение U , приложенное к электродам.

$$W = qU. \quad (1)$$

Представим суммарный заряд ионов q следующим образом:

$$q = eN, \quad (2)$$

где e – величина элементарного заряда, N – количество ионов.

При взаимодействии ионов с нейтральными молекулами воздуха, последние приобретают кинетическую энергию. Если масса воздуха m , разгоняется до скорости v то:

$$E_{\text{кин}} = \frac{mv^2}{2}. \quad (3)$$

Подставив 2 в 1 и приравняв эти две энергии $W = E_{\text{кин}}$, получим формулу для расчета скорости электрического ветра:

$$v = \sqrt{\frac{2eNU}{m}}. \quad (4)$$

Таким образом, для увеличения скорости необходимо увеличивать количество ионов в межэлектродном пространстве и напряжение.

Результаты экспериментальных исследований

В данной работе рассматриваются два метода повышения скорости электрического ветра:

- 1) использование напряжения сложной формы
- 2) использование многокаскадной системы электродов

Первой исследовалась электродная система, на которую подавалось напряжение сложной формы.

Напряжение сложной формы – это вид напряжения, когда на постоянное напряжение накладывается импульсное (рис.2). Схема получения напряжения такого вида приведена в [6].

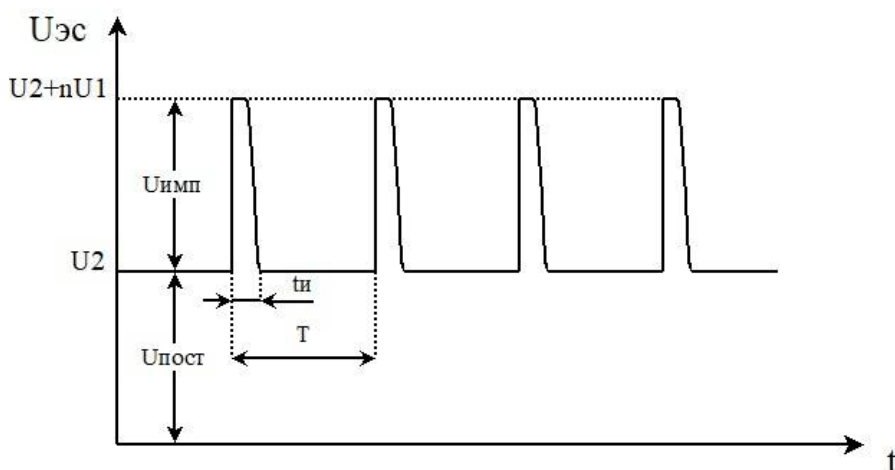


Рис. 2. Вид напряжения сложной формы

Во время воздействия импульсного напряжения происходит увеличение ионизации газа, что приводит к увеличению концентрации ионов. Вследствие малой длительности импульса, пробой газового промежутка не происходит, не смотря на значительное перенапряжение.

В начале эксперимента исследовалась зависимость скорости электрического ветра от частоты следования импульсов при $U_{\text{пост}}=10$ кВ, $U_{\text{имп}}=9$ кВ.

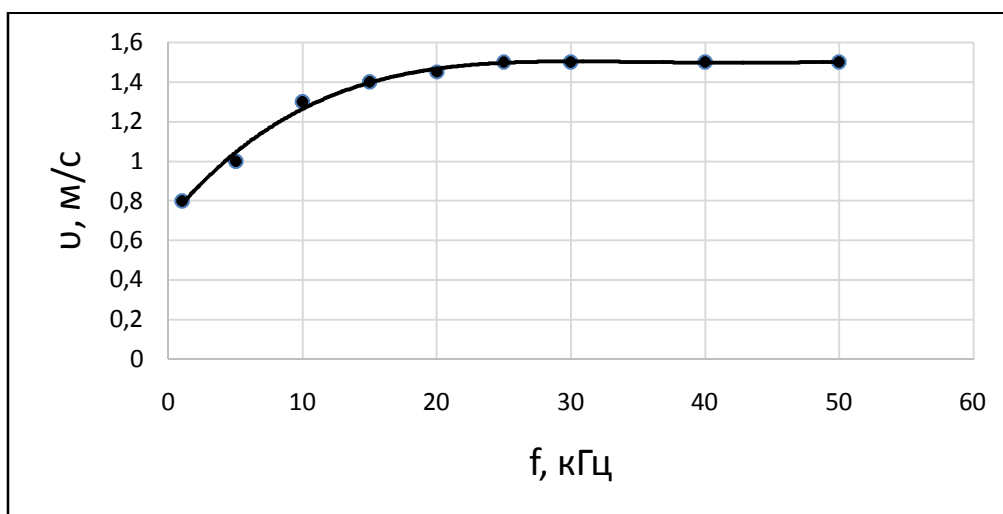


Рис. 3. Зависимость скорости электрического ветра от частоты следования импульсов

Из графика видно (рис.3), что увеличение скорости электрического ветра происходит при увеличении частоты следования импульсов в диапазоне от 0 до 25 кГц. Однако при частоте импульсов напряжения более 25 кГц скорость воздушного потока остается неизменной. Далее исследовалась зависимость скорости электрического ветра от амплитуды импульсного напряжения при $U_{\text{пост}}=10$ кВ, $f_{\text{имп}}=15$ кГц.

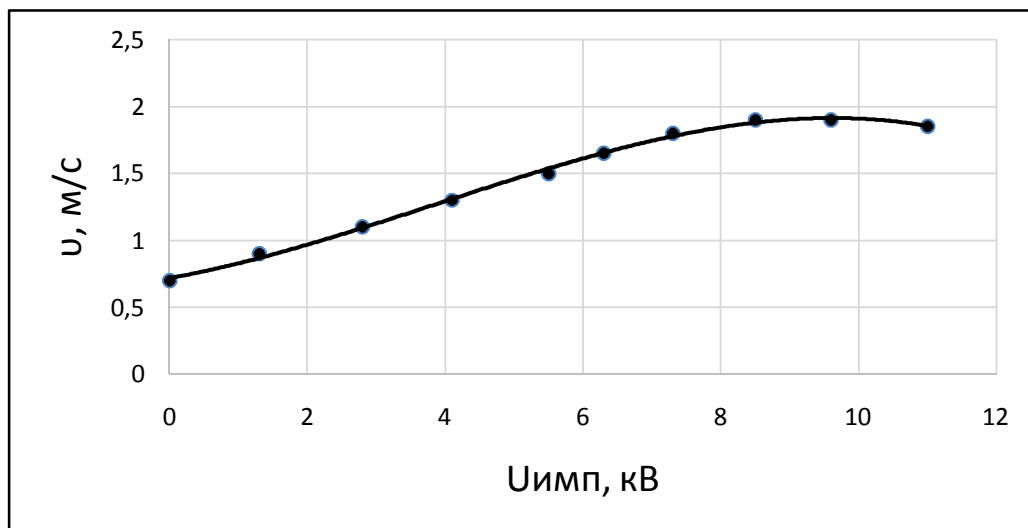


Рис. 4. Зависимость скорости электрического ветра от амплитуды импульсного напряжения

На рисунка 4 видно, что с увеличением амплитуды импульсов происходит увеличение скорости электрического ветра.

Второй исследовалась многокаскадная электродная система (рис. 5).

Многокаскадная электродная система – это совокупность коронирующих и осадительных электродов. Коронирующий электрод выполняет двойную роль, он выступает как осадительный для первой ступени ускорения, и как коронирующий для следующей ступени. Коронирующий электрод представляет собой пластину, с одной стороны которой находятся зубья (на схеме изображены стрелками).

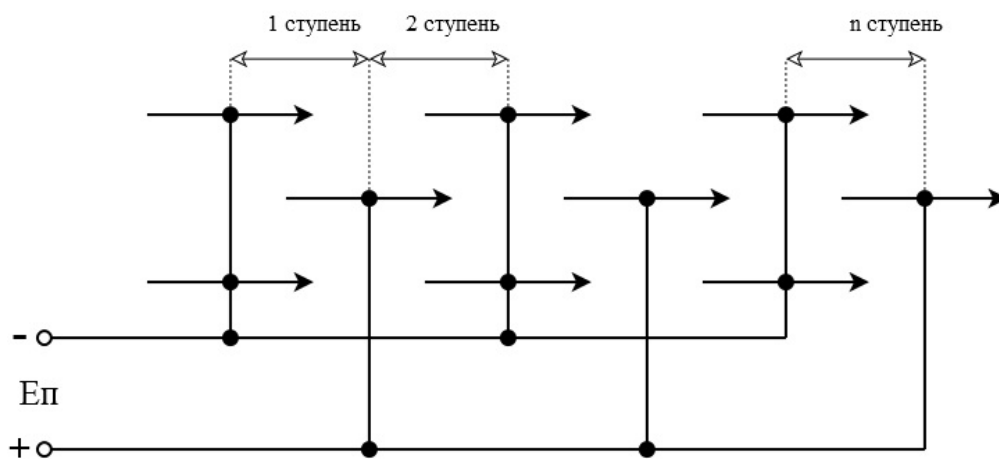


Рис. 5. Конструкция многокаскадной электродной системы

Пластины электродов располагаются рядами параллельно потоку газа. С помощью такого расположения формируется направленный поток.

Вид коронного разряда чередуется от каскада к каскаду. В первом каскаде – отрицательный коронный разряд, во втором положительный, далее вновь отрицательный и так далее. Мощность, вводимая в разряд от источника питания, возрастает пропорционально числу каскадов. В каждом каскаде производится ионизация газа, и электрическая энергия преобразуется в кинетическую энергию воздушного потока. Экспериментально было установлено, что скорость ветра возрастает пропорционально корню квадратному из количества каскадов:

$$v = v_0 \sqrt{n}. \quad (5)$$

где n – число каскадов, v_0 – скорость потока после одного каскада.

На рисунке 6 приведена зависимость скорости электрического ветра от количества каскадов для разных напряжений источника питания. Из графиков видно, что скорость увеличивается с увеличением числа каскадов ускорения пропорционально корню квадратному из количества каскадов, а также растет с увеличением напряжения питания.

Каскады подключены к источнику питания параллельно, поэтому средняя скорость ионов в каскадах одинаковая.

Коэффициент полезного действия рассчитывается по формуле [5]:

$$\text{КПД} = \frac{v}{3v_i}, \quad (6)$$

где v_i – скорость иона.

Отсюда КПД в многокаскадных системах возрастает так же как скорость ветра пропорционально корню квадратному из количества каскадов.

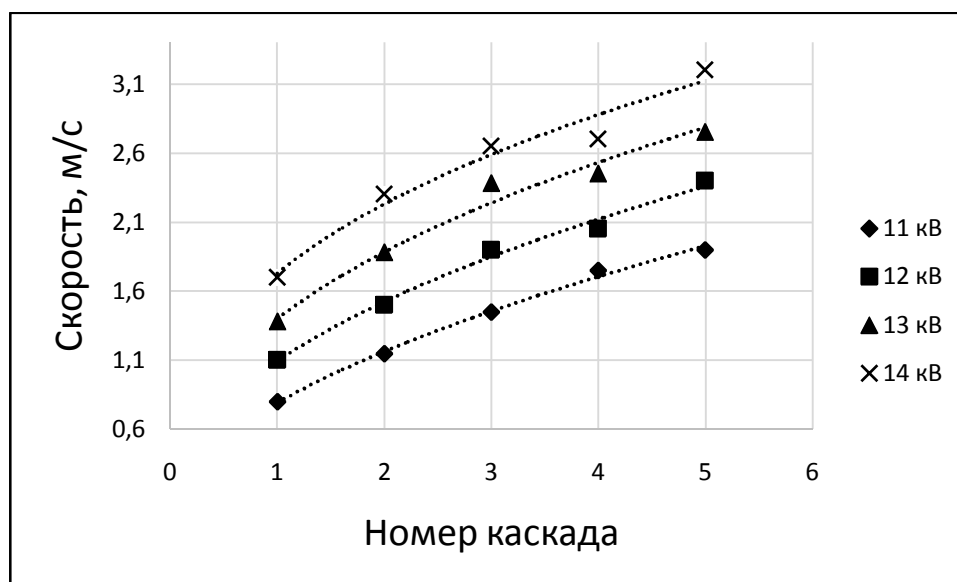


Рис. 6. Зависимость скорости электрического ветра от числа каскадов

Заключение

Анализируя полученные результаты эксперимента, можно сделать вывод, что рассмотренные методы позволяют увеличить скорость электрического ветра и КПД преобразования электрической энергии.

В первом случае увеличение скорости потока происходит за счет увеличения амплитуды и частоты импульса. А во втором – за счет увеличения числа ускорительных каскадов.

Библиографический список

1. Райзер Ю. П. Физика газового разряда. Научное издание / – 3-е изд. перераб. и доп. – Долгопрудный: Издательский Дом «Интеллект», 2009. – 736 с.
2. Верещагин И. П. Коронный разряд в аппаратах электронно-ионной технологии. – М.: Энергоатомиздат, 1985. С. 160.
3. Королев А. Е. Разработка и исследование устройства для вентиляции воздуха ионным ветром: дис. канд. тех. наук. – Рязань, 2015.

4. Самолёт, летающий с помощью ионного ветра. – https://knowhow.pp.ua/star-trek_plane_with_ion_propulsion/
5. Верещагин Н.М., Васильев В.В. Скорость электрического ветра и КПД преобразования электрической энергии // Журнал технической физики. 2018. Т. 88, вып. 3. С. 327 – 329.
6. Верещагин Н.М., Васильев В.В. Исследование вентилятора коронного разряда при питании комбинированного напряжения // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2017: сб. тр. междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф. – Рязань: РГРТУ. - 2017. Т. 4. С. 132 – 136.

УДК 537.311.4; ГРНТИ 45.47.01

ВЛИЯНИЕ ПОКРЫТИЯ КОНТАКТОВ НА ОСНОВЕ СЕРЕБРА НА ПЕРЕХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Д.С. Карпов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань*

Аннотация. Приводятся результаты экспериментальных исследований переходного сопротивления контактов с серебряным покрытием и медных без него.

Ключевые слова: переходное сопротивление контактов, серебряное покрытие контактов, экспериментальные исследования переходного сопротивления

INFLUENCE OF SILVER-BASED CONTACT COATING ON TRANSIENT RESISTANCE

D.S. Karpov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan*

Abstract. Results of experimental studies of transient resistance of contacts with silver coating and copper without it are given.

Keywords: contact transient resistance, silver contact coating, experimental transition resistance studies

Введение

Переходное контактное сопротивление – это резкое увеличение активного сопротивления в месте перехода тока из одного проводника в другой. Обычно оно возникает при коммутации. Покрытие контактных поверхностей электрических контактов серебром и его сплавами широко применяется в электроэнергетике. Серебро обладает низким удельным сопротивлением $0,00160 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ (медь $0,00177 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$) и самой высокой теплопроводностью $430 \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$ [медь $390(\text{Вт}/\text{м} \cdot \text{К})$]. Благодаря этим свойствам покрытия контактов на основе серебра получили широкое распространение, ведь они дешевле покрытий из благородных металлов [1].

Основная часть

Переходное сопротивление зависит от множества факторов, в том числе и от материала контактов. Серебряные покрытия обладают самым низким переходным сопротивлением, но не обеспечивают его стабильность при малых токах и малых контактных давлениях. Не рекомендуется их применение при малых токовых нагрузках (5-100 мкА) и малых контактных давлениях (10-100 кПа). Для увеличения срока службы контактных покрытий на основе серебра используют добавки других металлов. Однако это приводит к увеличению удельного сопротивления [2].

Не малую роль для переходного сопротивления играет наличие оксидной пленки на поверхности контакта. Так, оксид меди имеет плохую электропроводности. Окисленные

медные шины могут иметь сопротивление в сотни раз больше, чем шины без наличия оксидных пленок. Оксид серебра имеет практический тоже сопротивление, что и чистое серебро и легко разрушается при коммутации [3].

Большую роль в величине контактного сопротивления играет сила нажатия контактов - сила, с которой контакты прижимаются друг к другу. Поскольку не бывает идеально гладких поверхностей, всегда существуют шероховатости и неровности, то при коммутации площадь соприкосновения контактов зависит и от обработки поверхности. Чем больше сила нажатия контактов и меньше неровностей и шероховатостей (больше площадь соприкосновения контактов), тем меньше будет переходное сопротивление [4]. Но зависимость между силой нажатия контакта и переходным сопротивлением не линейна. Она имеет экспоненциальную форму.

При равных условиях, таких как температура окружающей среды, сила нажатия контактов, размер контактов, площадь контактов, протекающем через контакты токе и других значение переходного сопротивления контактов с использованием контактных покрытий на основе меди будет существенно меньше.

Чтобы убедиться в этом необходимо измерить переходное сопротивление контактов при одинаковых условиях с покрытием контактов на основе серебра и без него (контакты очищены от окислов). Для этого необходимо произвести измерения с использованием испытательной установки, схема которой представлена на рисунке 1.

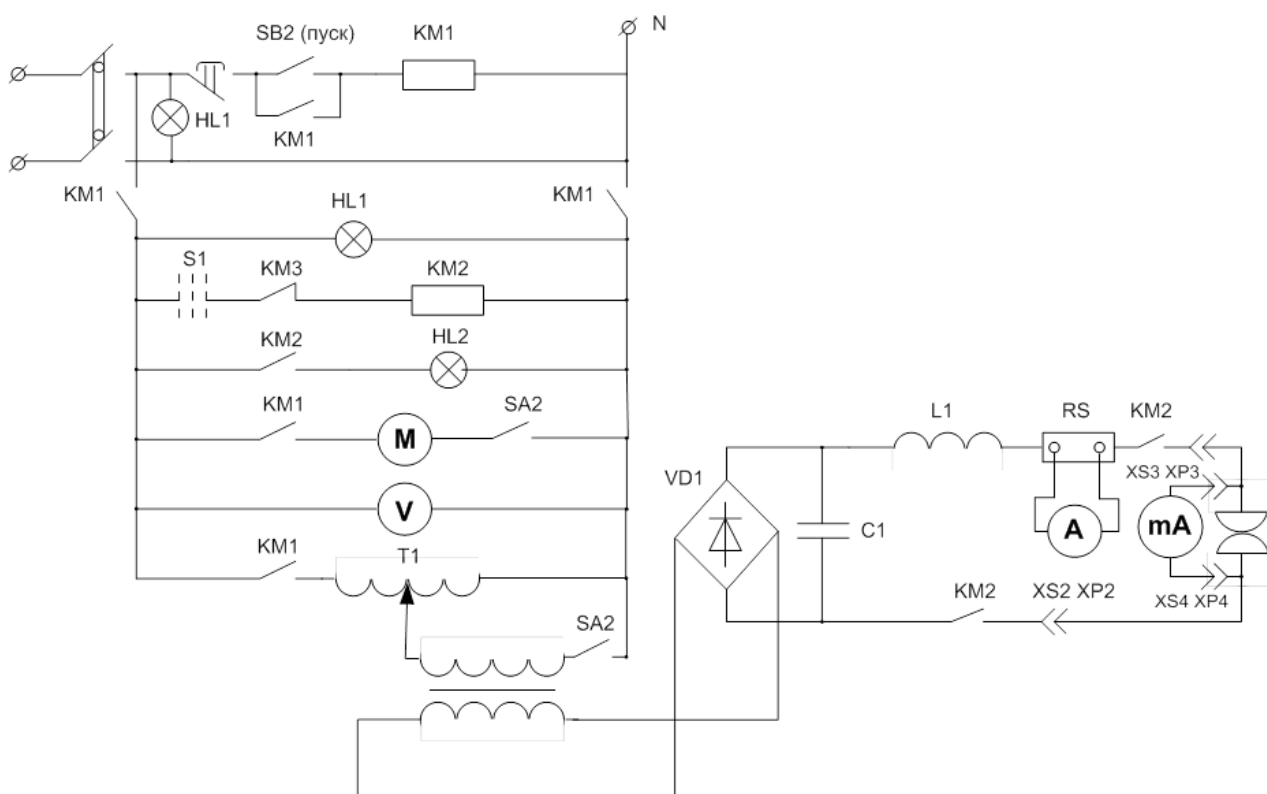


Рис. 1. Схема испытательной установки

Данные, полученные экспериментальным путем приведены в таблице 1.

Таблица 1. Экспериментальные данные измерения переходного сопротивления

Усилие нажатия, Н	20	40	60	80	100
Материал	Падение напряжения на переходном сопротивлении, мВ				
Медь	0,83	0,79	0,77	0,74	0,68
Серебро	0,27	0,25	0,24	0,22	0,21

Расчет переходного сопротивления R производится по формуле 1.

$$R = U_{\text{конт}} / I_{\text{конт}} [\text{мкОм}], \quad (1)$$

где $U_{\text{конт}}$ - падение напряжения на переходном сопротивлении, мВ;

$I_{\text{конт}} = 20\text{А}$ – показание амперметра.

Полученные данные представлены в таблице 2.

Таблица 2. Значения переходных сопротивлений контактов

Усилие нажатия, кг	2,04	4,08	6,12	8,16	10,2
Материал	Переходные сопротивления контактов, мкОм				
Медь	41,5	39,5	38,5	37,0	34,0
Серебро	13,5	12,5	12,0	11,0	10,5

На основе данных из таблицы 2 строятся графики зависимости переходного сопротивления от силы нажатия, приведенные на рисунке 2 [5].

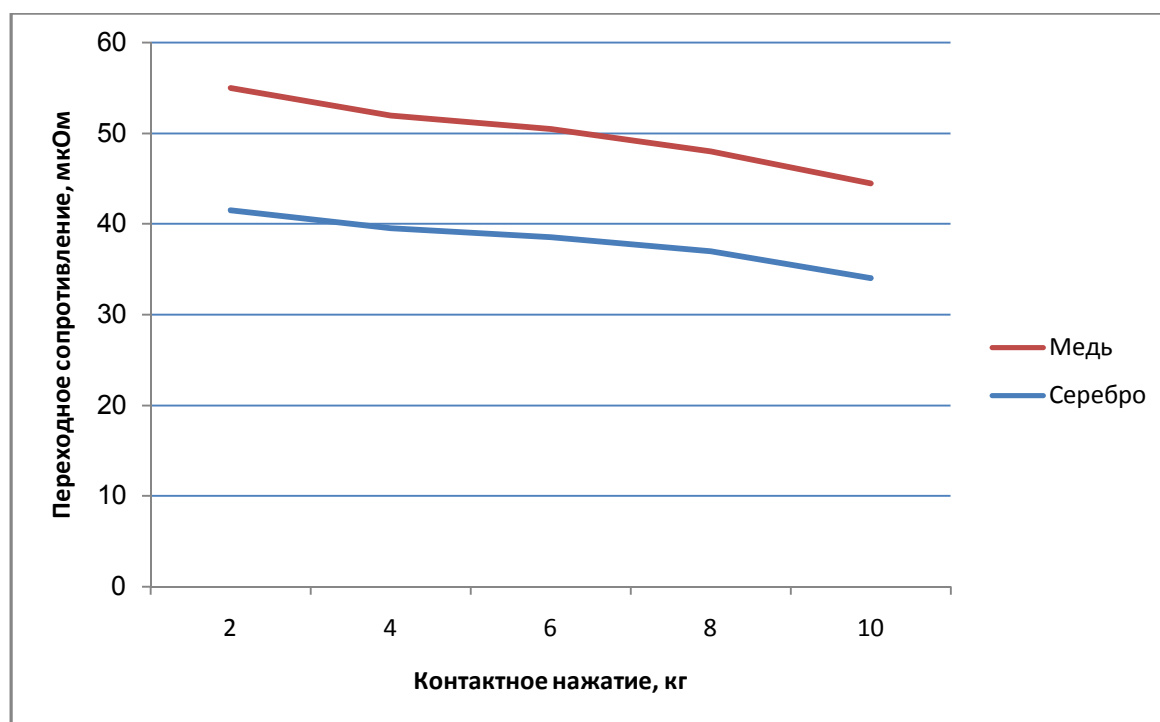


Рис. 2. Зависимости переходного сопротивления от силы нажатия

Заключение

Переходное сопротивление зависит от материала контакта. При прочих равных условиях покрытия контактов на основе серебра обладают высокими электро- и теплопроводностями, их оксиды обладают электропроводящими свойствами, что обеспечивает им низкое

переходное сопротивление. Благодаря добавкам можно увеличить их срок службы, но тогда увеличивается значение их удельного сопротивления.

Библиографический список

1. Теплопроводность, теплоемкость серебра и его теплофизические свойства - [Электронный Ресурс] – Режим доступа. – URL: <http://thermalinfo.ru/svoystva-materialov/metally-i-splavy/teploprovodnost-teploemkost-serebra-i-ego-teplofizicheskie-svoystva> (дата обращения 04.03.2020).
2. Электрическое получение серебряных покрытий повышенной твердости и износостойчивости - [Электронный Ресурс] – Режим доступа. – URL: https://www.tech-e.ru/2007_7_54.php (дата обращения 04.03.2020).
3. Классификация электрических контактов износостойчивости - [Электронный Ресурс] – Режим доступа. – URL: https://studopedia.ru/3_187162_zavisimost-perehnogo-soprotivleniya-ot-svoystv-materiala-kontaktov.html (дата обращения 04.03.2020).
4. Сопротивление контактов - [Электронный Ресурс] – Режим доступа. – URL: <https://lektsii.org/2-1334.html> (дата обращения 04.03.2020).
5. Изучение электрических контактов, исследование влияния материала, формы и силы нажатия контактов на их переходное сопротивление - [Электронный Ресурс] – Режим доступа. – URL: <https://vunivere.ru/work21500/page3> (дата обращения 04.03.2020).

АВТОМАТИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Д.В. Корольков

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, dima89206337721dima@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются схемы построения установок компенсации реактивной мощности. Приводятся их основные особенности, достоинства и недостатки.

Ключевые слова: реактивная мощность, компенсация реактивной мощности, коэффициент мощности, силовой ключ.

AUTOMATIC REACTIVE POWER COMPENSATION DEVICES

D.V. Korolkov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, dima89206337721dima@yandex.ru*

Abstract. In this paper, we consider schemes for constructing reactive power compensation units. Their main features, advantages and disadvantages are given.

Keywords: reactive power, reactive power compensation, power factor, power key.

Современная промышленность и сельское хозяйство требуют использования большого количества электрического оборудования. Это различные электрические нагревательные элементы для печей, электрические приводы для станков и конвейеров, электрическое освещение и так далее. Не стоит так же забывать и про бытовые приёмники электрической энергии, которые неустанно делают жизнь рядовых граждан комфортнее.

Перебои в электроснабжении, как минимум, негативно сказываются на комфорте бытовых потребителей, и как максимум, могут привести к технологическим нарушениям на производстве, созданию аварийных ситуаций или даже к летальному исходу людей.

Все вышесказанное приводит к требованию повышения качества электрической энергии. Но в условиях усложнения и разветвления электрической сети выполнять данное требование становится все сложнее. Так же не стоит забывать и про экономическую сторону вопроса электроснабжения. Одними из важнейших задач которой являются рационализированное и качественное обеспечение потребителя энергией.

Одной из основных задач повышения качества электрической энергии, поставляемой промышленным и бытовым потребителям, является задача компенсации реактивной мощности. При наличии в сети реактивной нагрузки, которой является, в большинстве своем, индуктивность асинхронных двигателей, различной пускорегулирующей аппаратуры и блоков питания, снижается пропускная способность линии. Происходит это по той причине, что отстающие друг от друга по фазе ток и напряжение не выполняют активную работу, но присутствуют в сети [1]. Реактивная мощность создает электромагнитные поля в обмотках электродвигателей, трансформаторах, линиях.

Наиболее эффективным является режим полной компенсации реактивной мощности, когда потребляется только активная мощность. Реактивная составляющая мощности при этом отсутствует. Данная ситуация возможна, когда от источника электрической энергии отбирается ток синусоидальной формы, совпадающий по фазе с синусоидой напряжения питающей сети. Следовательно, коэффициент мощности, выражающийся как косинус угла между током и напряжением, становится максимальным и равным единице при полной компенсации реактивной мощности [2].

При подключении к системе электроснабжения нагрузки, имеющей индуктивный характер, ток в ней отстает от напряжения на угол ϕ .

Потребитель электрической энергии с таким видом нагрузки вместе с активной мощностью (1) потребляет и реактивную (2).

$$P = UI \cos \phi = I^2 R, \quad (1)$$

где P – активная мощность;
 U – действующее значение напряжения;
 I – действующее значение тока;
 ϕ – угол сдвига между током и напряжением;
 R – активное сопротивление.

$$Q = UI \sin \phi = P \cdot \operatorname{tg} \phi, \quad (2)$$

где Q – реактивная мощность.
 Коэффициент мощности в каждый момент времени определяется по формуле 3:

$$\cos \phi_i = \frac{P_i}{S_i} = \frac{P_i}{\sqrt{P_i^2 + Q_i^2}}, \quad (3)$$

где P_i – активная мощность момент времени t_i ;
 Q_i – реактивная мощность момент времени t_i ;
 S_i – полная мощность в момент времени t_i .

Так же стоит помнить, что фактически реактивная мощность мощностью не является и называется так условно. Активная мощность характеризуется преобразованием одного вида энергии – энергии воды, ветра или тепла в электрическую. Реактивная же мощность не может быть преобразована в другие виды мощности и не может совершать работу. Современные технологии позволяют изменять коэффициент мощности и поддерживать его на должном уровне [3].

Простейшим компенсатором реактивной мощности является конденсатор. Его влияние на мощность в системе электроснабжения показано на рисунке 1.

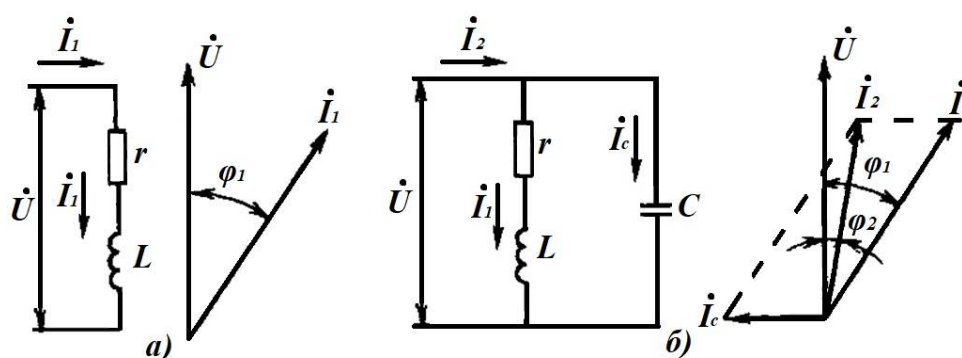


Рис. 1. Компенсация индуктивной составляющей конденсатором

Схема и диаграмма без компенсирующего устройства (КУ) (а), схема и диаграмма с КУ (б)

На рисунке 1 показано: $\dot{U}$ – комплексное напряжение; $\dot{I}_1$ – комплексный ток через резистор и индуктивность; $\dot{I}_2$ – суммарный комплексный ток; $\dot{I}_c$ – комплексный ток через конденсатор; r – резистор; L – индуктивность; C – конденсатор; φ_1 – сдвиг фазы между током и напряжением до компенсации; φ_2 – сдвиг фазы между током и напряжением после компенсации.

Компенсатор реактивной мощности на основе конденсатора работает следующим образом. Ток через конденсатор опережает приложенное к нему напряжение на 90° . Но проходящий через катушку индуктивности ток отстает от приложенного напряжения на 90° . Получается, что емкостной ток противоположен индуктивному току, а следовательно, и реактивная мощность, создающая электрическое поле между обкладками конденсатора, противоположно направлена реактивной мощности, создающей магнитное поле в обмотках. Так как реактивные мощности вычитаются одна из другой, то правильный подбор компенсирующего конденсатора позволяет разгрузить сеть от протекания реактивной составляющей тока нагрузки.

Так как нагрузка имеет свойство меняться во времени, то меняется и потребляемая реактивная мощность. Использование нерегулируемой установки приведет к тому, что в сети будет наблюдаться недокомпенсация либо перекомпенсация реактивной мощности. Для устранения этого явления необходимо использовать переключаемые ступени конденсаторов. Однако, такой метод компенсации имеет ряд недостатков, один из которых – это отсутствие плавности регулирования, из-за чего невозможно точно удерживать коэффициент мощности на заданном уровне. На рисунке 2 изображен график суточного потребления реактивной мощности, из которого видно, что ступенчатым включением конденсаторов невозможно добиться точного регулирования.

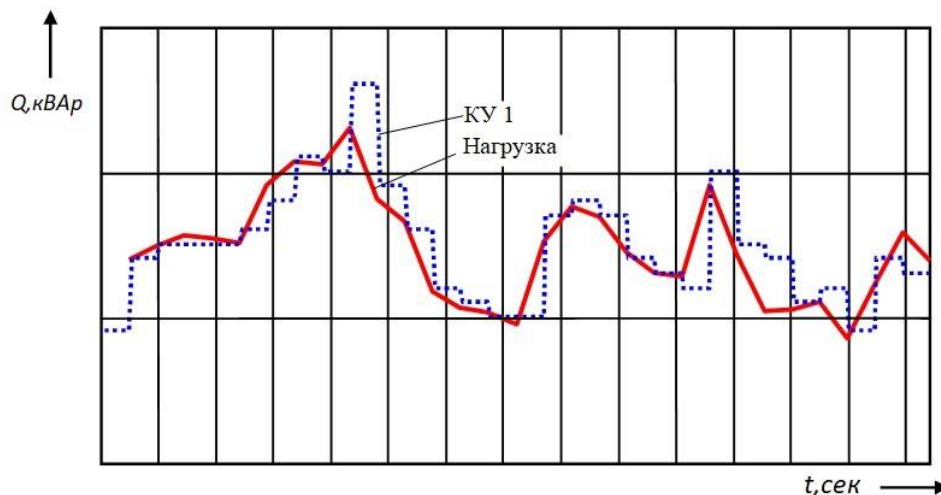


Рис. 2. График суточного потребления реактивной мощности

Включение ступеней конденсаторных батарей чаще всего производится специальными установками, имеющими подвижные контакты, включающие ступени – контакторы. Частое включение приводит к их износу, подгоранию контактов и выходу из строя. На практике для ограничения пусковых токов используются контакторные приставки, которые в начальный момент включают токоограничивающие резисторы, а только потом они шунтируются основными контактами. Хотя ведутся разработки по увеличению быстродействия контакторов [4], время их включения остается значительно. Так же, для удержания контактов тратится достаточно большое количество энергии. Для продления срока службы контакторов используются различные методы, но они не лишают их недостатков полностью. Поэтому все более распространенными становятся методы коммутации с помощью твердотельных приборов.

Не смотря на преимущества твердотельных реле перед контакторами, последние, благодаря своей простоте, всё еще пользуются большим спросом, и большое количество автоматических установок компенсации реактивной мощности (АУКРМ) в качестве ключа используют именно их.

Но все указанные методы компенсации реактивной мощности имеют ступенчатое регулирование, а как сказано выше, оно имеет ряд недостатков. Для решения этой проблемы существует большое количество схем. Рассмотрим некоторые из них.

На рисунке 3 изображена принципиальная схема АУКРМ. Регулирование степенью компенсации, а именно током разряда и заряда конденсаторов осуществляется поочередным открытием тиристорных схем с помощью схемы управления. Помимо высокого быстродействия данный метод позволяет плавно и с высокой точностью контролировать реактивную составляющую.

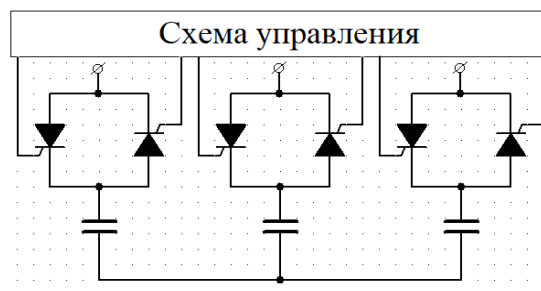


Рис.3. Схема АУКРМ с плавным тиристорным управлением

Так же возможно включение, при котором возможно регулировать ток сразу в индуктивности и ёмкости. Такой вариант включения изображен на рисунке 4

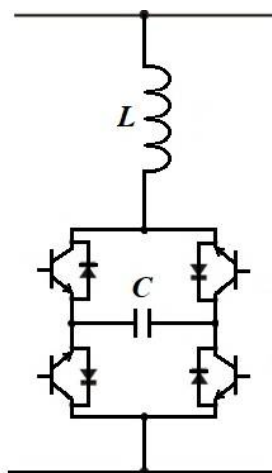


Рис.4. Вариант мостового включения

Но у всех приведенных схем есть недостаток – они вносят искажения в синусоидальную форму напряжения сети. Поэтому на рисунке 5 предлагается схема на основе источника тока, лишенная данного недостатка.

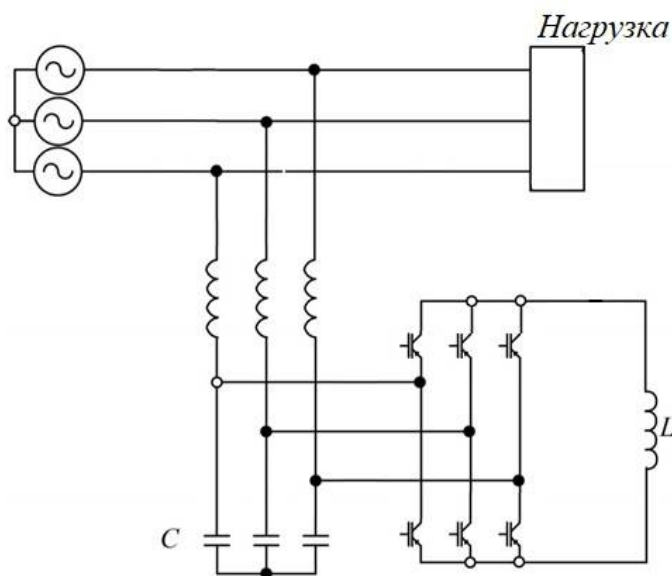


Рис. 5. Статический синхронный компенсатор на основе источника тока

Однако, приведенная схема характеризуется большими, по сравнению с другими схемами, потерями, обусловленными наличием индуктивности, которая включается силовыми ключами в цепь.

Итак, установлено, что нерегулируемые установки практически не реализуются, так как постоянно меняющаяся нагрузка требует изменения коэффициента компенсации. Компенсаторы со ступенчатым регулированием контакторами активно используются в электроэнергетических системах. Они достаточно просты в устройстве и недороги. Однако, ступенчатое регулирование не может обеспечить совершенную компенсацию. Также недостатком

систем данного типа является то, что постоянные переключения контакторов приводят к их быстрому выходу из строя. Совершенствование конструкции контакторов и использование полупроводниковых силовых ключей решает эту проблему. Их основные преимущества – это возможность плавного регулирования и отсутствие движущихся частей в силовых элементах. Недостатками таких устройств являются наличие потерь в силовых ключах, вызывающие их нагрев, и сложность системы регулирования. Несмотря на указанные недостатки, данные методы компенсации реактивной мощности являются перспективными и будут исследованы в дальнейшем.

Библиографический список

1. Пионкевич, В. А. Математическое моделирование статического компенсатора реактивной мощности для решения задач регулирования напряжения в энергетических системах. – ВЕСТНИК ИРГТУ №12 (107) 2015
2. Ягуп В.Г. Применение оптимизационных методов для решения задач улучшения показателей электрических систем // В. Г. Ягуп, Е. В. Ягуп. – Харьков: ХНУГХ им. А. Н. Бекетова. - 2017. – 170 с
3. Y. W. Liu, S. H. Ran, C. J. Wu и W. J. Lee "Улучшение качества электроэнергии за счет использования усовершенствованной компенсации реактивной мощности" // Материалы 52-й технической конференции IEEE/IAS по промышленным и коммерческим энергетическим системам. //, Детройт, Мичиган, США, стр. 1-6, 2016.
4. Far, A.; Jovsic, D. Проектирование, моделирование и управление гибридным выключателем постоянного тока на быстрых тиристорах. институт IEEE. Транс. Сила Дел. 2018, – pp. 919-927.

УДК 621.316.925.1; ГРНТИ 44.29.31

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ В МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ УСТРОЙСТВАХ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ

Р.Д. Хамидуллин, Е.Е. Обедков

*Рязанский государственный радиотехнический университет,
Российская Федерация, Рязань, khamidullin.roman@yandex.ru, evgen.plyotka@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются цифровые фильтры в микропроцессорных устройствах релейной защиты.

Ключевые слова: микропроцессорные устройства релейной защиты (МУРЗ), цифровой фильтр, полезный сигнал.

THE EFFECTIVENESS OF THE USE OF DIGITAL FILTERS IN MICROPROCESSOR-BASED RELAY PROTECTION DEVICES

R.D. Khamidullin, E.E. Obedkov

*Ryazan State Radio Engineering University,
Russia, Ryazan, khamidullin.roman@yandex.ru, evgen.plyotka@mail.ru*

Annotation. The paper considers digital filters in microprocessor relay protection devices

Keywords: microprocessor-based relay protection devices, digital filter, useful signal.

В настоящее время всё наибольшую популярность приобретают микропроцессорные устройства релейной защиты (МУРЗ), которые приходят на смену традиционным релейным защитным средствам на электромеханической базе [1]. Внедрение микропроцессорных устройств релейной защиты позволяет добиться оптимизации использования устройства при его эксплуатации, а также повысить удобство в процессе обслуживания устройств релейной защиты. Кроме того, современные релейные элементы защиты занимают меньше места, при меньших потребляемых мощностях; имеют встроенные регистраторы аварийных событий и процессов. Внедрение микропроцессорных устройств релейной защиты позволяет применять сложные способы обработки, основанные на использовании цифровых измеряемых сигналов, получаемых в течение коротких временных промежутков [2]. Развитие цифровых устройств релейной защиты приводит к увеличению сложности реализации алгоритмов обра-

ботки контролируемых сигналов. Поэтому актуальным является вопрос реализации цифровых фильтров, которые применяются для измерения тока в микропроцессорных устройствах релейной защиты.

Целью работы является анализ эффективности использования цифровых фильтров в микропроцессорных устройствах релейной защиты.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- проанализировать понятие цифровых фильтров;
- рассмотреть возможность их эксплуатации в микропроцессорных устройствах релейной защиты.

Основным элементом микропроцессорного устройства является цифровой фильтр. Цифровой фильтр это носитель определенной программы-алгоритма, которая предназначена для выявления сигналов при аварийных ситуациях. Поэтому алгоритмы должны быть запрограммированы таким образом, чтобы устройство могло быстро сработать и отсоединить поврежденный элемент, обеспечивая наиболее качественное быстроедействие процесса эксплуатации МУРЗ [3].

Главная функция цифрового фильтра заключается в выделении полезного сигнала [4]. Под последним подразумевается основная гармоника сигнала или кратная ей, относящаяся к порядку три. Входной цифровой сигнал, который кроме полезного сигнала $u(nT)$ включает в себя сигнал помехи $e(nT)$ описывается формулой:

$$y(nT) = u(nT) + e(nT). \quad (1)$$

Полезный цифровой сигнал обычно имеет следующее математическое выражение (2):

$$\begin{aligned} u(nT) &= U_m \sin\left(\frac{2\pi n}{N} + \varphi\right) = U_m \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \cos \varphi + U_m \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \sin \varphi = \\ &= U_m^c \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + U_m^s \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

где $U_m^s = U_m \sin \varphi$, $U_m^c = U_m \cos \varphi$ – амплитуда синусной и косинусной ортогональных составляющих сигнала.

Для удобства построения цифрового фильтра в помехе выделяют главные составляющие: первые нечетные высшие гармоники, затухающая составляющая (описываемая экспонентой).

Выбранные компоненты позволяют строить цифровые фильтры следующих алгоритмов:

- цифровой фильтр на базе метода наименьших квадратов [5]. Идея данного способа заключается в том, чтобы минимизировать сумму квадратов ошибок;
- цифровой фильтр на базе дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [6]. Данный алгоритм фильтра позволяет получать косинусные фильтры;
- формирователи ортогональных составляющих (ФОС) [7].

Развитие полупроводниковых устройств позволяет в моделях релейной защиты учитывать все большее количество высших гармоник. Однако рост нагрузки вычислений неблагоприятно сказывается на точности получения коэффициентов цифрового фильтра, что снижает и качество фильтрованного сигнала. Рекомендуется [4] в модели сигнала брать гармоники не выше восьмой, что позволяет добиться максимально эффективной работы цифрового фильтра. Кроме того, из представленных основных разновидностей фильтров косинусный фильтр и фильтр на основе формирователей ортогональных составляющих.

Библиографический список

1. Кузьмичев В.А., Захаренко Ф.Ю., Балувев А.В. (ОАО «Фирма ОРГРЭС», Москва) Ретроспективный анализ работы устройств РЗА в ЕНЭС. -Релейная защита и автоматизация, 2015, No 1, с. 32 -37.
2. Phadke A. G., Thorp J. S. (2008) Synchronized Phasor Measurements and their Applications. Springer Science & Business Media. 248.
3. Булычев А.В. Релейная защита. Общие принципы построения. http://eepr.ru/article/Relejnaya_zashhita_Obshhie_principy_postroeniya/
- 4 Реализация цифровых фильтров в микропроцессорных устройствах релейной защиты / Ю. В. Румянцев [и др.] // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ. 2016. Т. 59, № 5. С. 397–417.
5. Лоусон, Ч. Численное решение задач метода наименьших квадратов / Ч. Лоусон, Р. Хенсон: пер. с англ. М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. 232с.
6. Phadke, A. G. Synchronized Phasor Measurements and their Applications / A. G. Phadke, J. S. Thorp // Springer Science & Business Media. 2008. 248 p.
7. Романюк, Ф. А. Информационное обеспечение микропроцессорных защит электроустановок / Ф. А. Романюк. Минск: Технопринт, 2001. 133 с.

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИЯ О III МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2020».....	3
МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА».....	5
Секция «МИКРОВОЛНОВАЯ, ОПТИЧЕСКАЯ И КВАНТОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА»....	5
Воробьев М.Д., Юдаев Д.Н. Флуктуационные шумы, создаваемые термоэлектронными катодами при переходе к предельным токовым нагрузкам.....	5
Морев С.П., Дармаев А.Н., Муравьев Э.К., Саблин В.М. Экспериментальное исследование электронных пушек с крупноструктурными автоэмиссионными ячейками.....	9
Дармаев А.Н., Морев С.П., Потрахов Н.Н., Баклин А.С., Саблин В.М. Особенности формирования электронного потока в рентгеновских трубках с прямонакальными катодами.....	13
Саблин В.М., Дармаев А.Н., Драгунов В.К., Морев С.П., Слива А.П. Компенсация влияния тока накала на отклонение электронного потока в электронных пушках с прямонакальным катодом для установок электронно-лучевой сварки.....	16
Сурков С.В., Кравченко М.А., Комаров Д.А., Парамонов Ю.Н., Калашников Д.А. Методика исследования АЧХ клистрона непрерывного действия в динамическом режиме работы.....	20
Дукардт А.Д., Морозов Д.А. Формирователь напряжения пьезокорректоров для системы регулировки периметра кольцевого лазерного гироскопа.....	25
Доронин С.Н., Морозов Д.А. Широкополосный фотодиодный усилитель первичных сигналов лазерного гироскопа.....	29
Доронин В.Н., Морозов Д.А. Автогенератор вибрационной частотной подставки кольцевого лазерного гироскопа с регулируемым уровнем “мягкого” ограничения.....	35
Горлин О.А., Герасёв В.С. Разработка резонансной системы клистрона 2-см диапазона.....	39
Чижиков А.Е., Жидков М.М. Отработка технологии напыления сложного резистивного сплава.....	43
Федяев В.К., Маранкин Н.М. Математическое моделирование диодного микроволнового автогенератора.....	49
Чиркин М.В., Серебряков А.Е., Иваненко Ю.Р., Мишин В.Ю., Климаков В.В. Обзор принципов регулирования оптической длины кольцевого резонатора гелий-неонового лазера.....	56
Шурмин Д.С., Климаков В.В., Мишин В.Ю., Серебряков А.Е., Астанкович А.Д. Моделирование механической части виброчастотной подставки лазерного гироскопа.....	63

Секция «ФИЗИКА ПОЛУПРОВОДНИКОВ, МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКА»..... 69

Логинов Д.С., Литвинов В.Г., Холомина Т.А., Рыбин Н.Б. Техническая реализация испытания надежности магнитоуправляемых контактов.....	69
И.С. Маскин, В.Г. Литвинов, А.В. Ермачихин, В.В. Трегулов Исследование механизмов токопрохождения в полупроводниковой структуре с пленкой пористого кремния, сформированного металл- стимулированным травлением.....	76
Мантя М.Ф., Литвинов В.Г., Гудзев В.В. Источник красного излучения на базе наноструктуры с массивом квантовых точек.....	81
Баскакова А.В., Логинов Д.С. Исследование низкочастотных шумов в магнитных контактах.....	87
Сейдахмет К.А., Кудабаева М.А., Немкаева Р.Р., Рягузов А.П. Исследование влияния условий синтеза на структуру а-С1-ХSiХ пленок.....	90
Нюхова А.С., Литвинов В.Г. Измерительно-аналитический комплекс для изучения полупроводниковых и диэлектрических материалов и структур термостимулированными методами.....	94
Гришин Н.Е., Зубков М.В. Методические особенности определения концентрации глубоких центров по спектрам токовой РСГУ в полупроводниковых барьерных структурах.....	100
Рягузов А.П., Асембаева А.Р., Немкаева Р.Р., Гусейнов Н.Р., Кадыров Е. Влияние напряжения смещения на структуру и свойства тонких алмазоподобных углеродных пленок.....	104
Мишустин В.Г., Назимов Д.Р. Метод CELIV: перспективы и особенности применения для исследования неупорядоченных полупроводников.....	109
Баскаков Н.А., Васин А.В., Гудзев В.В., Литвинов В.Г. Методика частотной спектроскопии глубоких уровней для полупроводниковых барьерных структур.....	112
Гололобов Г.П., Суворов Д.В., Серпова М.А., Карпов С.А., Авраменко С.А. Исследование износостойкости покрытий на основе тугоплавких металлов NI-MO и NI-W.....	117
Горовых И.А., Рыбин Н.Б. Эффект переключения сопротивления в тонких пленках Al_2O_3	121
Судакова А.Ю., Маслов А.Д., Вишняков Н.В. Моделирование барьерных структур полупроводникового фотоэлектрического преобразователя в программной среде AFORS-HET.....	124
Трусов Е.П. Разработка макета измерительного комплекса люминесценции полупроводниковых структур.....	129

**Секция «ПРОМЫШЛЕННАЯ СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА,
ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА И ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ»..... 133**

Леваков Н.И., Сливкин Е.В. Модернизация защит блока генератор - трансформатор Дягилевской ТЭЦ.....	133
Шевлякова В.В., Дягилев А.А. Оптоволоконные трансформаторы как элементы современных электротехнических систем.....	141
Савченко А.В., Селезнёв А.В. Энергосбережение в рамках производства энергии, использование частотных преобразователей для собственных нужд электростанции.....	147

Абрамова Г.Е., Агальцов К.Д., Круглов С.А., Сережин А.А. Применение и способ получения высокоэнергетических пучков электронов.....	149
Колесник И.О., Гололобов Г.П. Высоковольтные выключатели для трансформаторной подстанции ТП-626 учебного корпуса №1 РГРТУ имени В.Ф. Уткина.....	152
Верещагин Н.М., Коровин А.А., Васильев В.В. О скорости электрического ветра.....	155
Карпов Д.С. Влияние покрытия контактов на основе серебра на переходное сопротивление.....	160
Корольков Д.В. Автоматические установки компенсации реактивной мощности.....	163
Хамидуллин Р.Д., Обьедков Е.Е. Эффективность использования цифровых фильтров в микропроцессорных устройствах релейной защиты.....	168

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

Научное издание

В 10 томах

Том 2

Под общей редакцией О.В. Миловзорова.

Подписано в печать 15.06.20. Формат 60х84 1/8.

Бумага офсетная. Печать офсетная.

Гарнитура «Times New Roman».

Усл. печ. л. 21,75.

Тираж 100 экз. Заказ №.

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Редакционно-издательский центр РГРТУ,
390005, г. Рязань, ул. Гагарина, д. 59/1.
Отпечатано в типографии Book Jet,
390005, г. Рязань, ул. Пушкина, д. 18