

ISSN 1813-8586

НАНО-И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА

Том 21, № 10, 2019

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

NANO- and MICROSYSTEMS TECHNOLOGY

Vol. 21, No. 10, 2019

The articles are published
in Russian and English



Рисунки к статье В. Р. Реута, А. С. Койгерова, С. С. Андрейчева, С. П. Дорохова, А. С. Салова
«НОВАЯ КОНСТРУКЦИЯ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПАВ-РАДИОМЕТКИ
НА ОСНОВЕ МНОГОПОЛОСКОВОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ»

V. R. Reut, A. S. Koigerov, S. S. Andreychev, S. P. Dorokhov, A. S. Salov
«THE NEW DESIGN OF SAW ID TAGS ON BASE OF MULTISTRIP COUPLER»

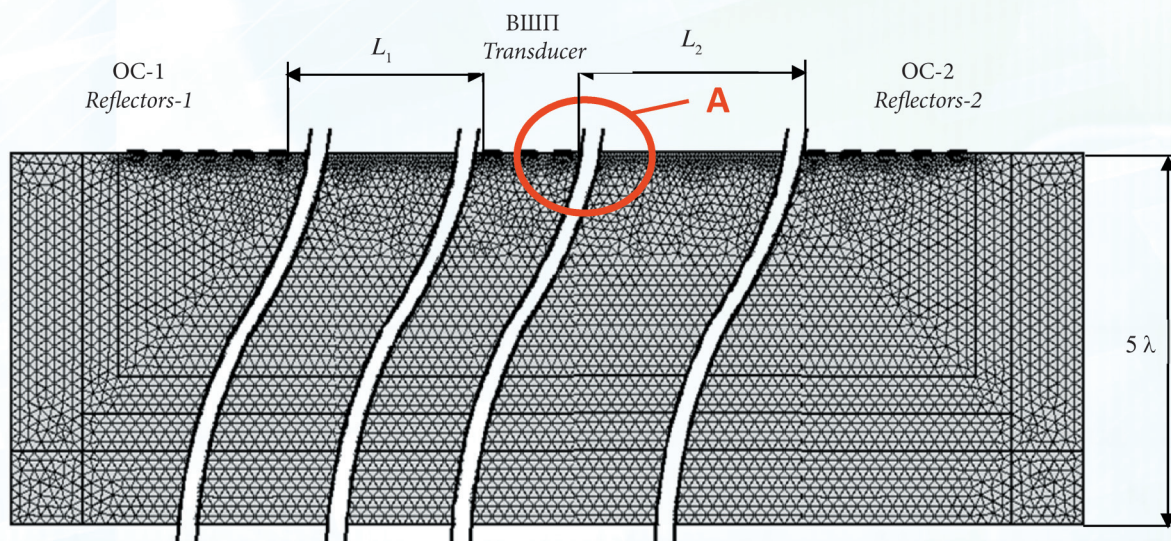


Рис. 7. Геометрия тестовой структуры в COMSOL Multiphysics

Fig. 7. Geometry of the test structure in COMSOL Multiphysics

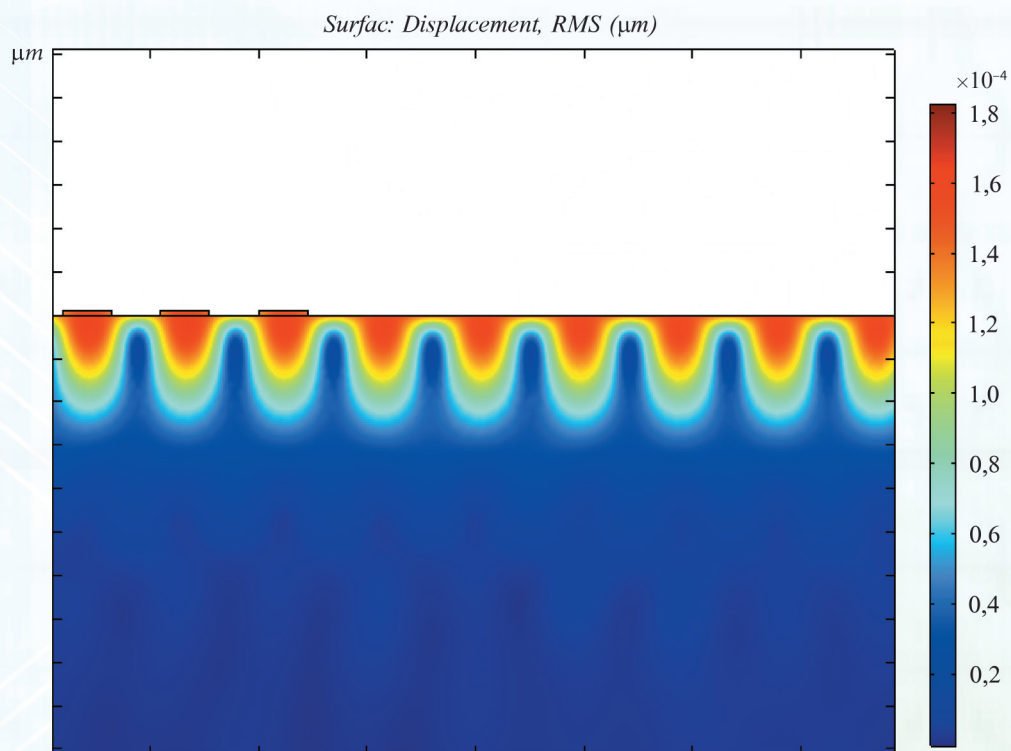


Рис. 8. Картина механических смещений для частоты F_0 области А рис. 7

Fig. 8. The pattern of mechanical displacements for the frequency F_0 of region A in fig. 7

НАНО- и МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА

Том 21. № 10 ✧ 2019

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ МЕЖДИСЦИПЛИНАРНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И ПРИКЛАДНОЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

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

Журнал включен в Перечень международных реферируемых баз данных по научному направлению 02.00.00 химические науки и в Перечень научных и научно-технических изданий ВАК России по научным направлениям: 01.04.00 физика, 05.27.00 электроника.

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

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

ISSN 1813-8586 DOI: 10.17587/issn1813-8586

Издается с 1999 г.

Главный редактор

Мальцев П. П., д.т.н., проф.

Зам. гл. редактора

Лучинин В. В., д.т.н., проф.

Шур М., д.ф.-м.н., проф. (США)

Редакционный совет:

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

Грибов Б. Г., д.х.н., чл.-кор. РАН

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

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

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

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

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

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

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

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

Редакционная коллегия:

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

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

Астахов М. В., д.х.н., проф.

Бакланов М. Р., д.х.н., проф. (Китай)

Басаев А. С., к.ф.-м.н.

Викулин В. В., к.х.н., д.т.н., проф.

Горнев Е. С., д.т.н., проф.

Кальнов В. А., к.т.н.

Карякин А. А., д.х.н., проф.

Кузнецов В. И., д.т.н. (Нидерланды)

Леонович Г. И., д.т.н., проф.

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

Панич А. Е., д.т.н., проф.

Пожеда К., д.ф.-м.н. (Литва)

Рыжий М. В., д.т.н., проф. (Япония)

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

Сингх К., к.т.н. (Индия)

Телец В. А., д.т.н., проф.

Тимошенков С. П., д.т.н.

Хабибуллин Р. А., к.ф.-м.н.

Шашкин В. И., д.ф.-м.н., проф.

Шубарев В. А., д.т.н., проф.

Редакция:

Антонов Б. И. (директор изд-ва)

Лысенко А. В. (отв. секретарь)

Чугунова А. В. (науч. ред.)

Фокин В. А., к.х.н. (ред. перевода)

Шетинкин Д. А. (сайт)

СОДЕРЖАНИЕ

МОДЕЛИРОВАНИЕ И КОНСТРУИРОВАНИЕ МНСТ

Реут В. Р., Койгеров А. С., Андрейчев С. С., Дорохов С. П., Салов А. С. Новая конструкция многоканальной ПАВ-радиометки на основе многополоскового ответвителя 579

Хуснутдинов Т. М., Белоглазов Г. В., Евдокимов А. К. Методика измерения параметров контуров приборов СВЧ на высоком уровне мощности 593

МАТЕРИАЛОВЕДЧЕСКИЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МНСТ

Ревин М. В., Беляков В. А., Иванов В. А., Котков А. П., Фефелов А. Г., Демидов Е. В., Дроздов М. Н., Юнин П. А., Шашкин В. И. Оптимизация конструкции канала рНЕМТ-гетероструктур (Al-In-Ga)As, полученных методом металлоорганической газофазной эпитаксии 600

Пауткин В. Е. Технологические методы снижения шероховатости боковых стенок кремниевых МЭМС-структур 611

МОЛЕКУЛЯРНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА И БИОЭЛЕКТРОНИКА

Волобуев А. Н. О некоторых проблемах создания искусственного интеллекта: стохастическая функция мозга 617

ЭЛЕМЕНТЫ МНСТ

Тимошенков С. П., Анчутин С. А., Плеханов В. Е., Кочурина Е. С., Мусаткин А. С., Тимошенков А. С. Исследование кольцевого микроскопа 634

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

ПОДПИСКА:

по каталогу "Пресса России" (индекс 27849)

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

Адрес для переписки:

107076 Москва,

Стромынский пер., д. 4

e-mail: nmst@novtex.ru

Учредитель:

Издательство "Новые технологии"

NANO- and MICROSYSTEMS TECHNOLOGY

(Title "NANO- I MIKROSISTEMNAYA TEKHNIKA")

ISSN 1813-8586 DOI: 10.17587/issn1813-8586

Vol. 21

No. 10

2019

CHIEF EDITOR

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

DEPUTY CHIEF EDITOR

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

DEPUTY CHIEF EDITOR

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

Editorial council:

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

Editorial board:

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

Editorial staff:

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

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

CONTENTS

MODELLING AND DESIGNING OF MNST

Reut V. R., Koigerov A. S., Andreychev S. S., Dorokhov S. P., Salov A. S. The New Design of SAW ID Tags on Base of Multistrip Coupler 588

Khusnutdinov T. M., Beloglazov G. V., Evdokimov A. K. Technique for Measurement of the Parameters of the Contours of the Microwave Devices at a High Power Level 597

SCIENCE OF MATERIALS AND TECHNOLOGICAL BASICS OF MNST

Revin M. V., Beliakov V. A., Ivanov V. A., Kotkov A. P., Fefelov A. G., Demidov E. V., Drozdov M. N., Yunin P. A., Shashkin V. I. Optimization of the Channel Design of (Al-In-Ga) as pHEMT-heterostructures obtained by the Method of Metal-organic Vapor-phase Epitaxy 606

Pautkin V. E. Technological Methods for Reduction of Roughness of the Sidewalls of the Silicon MEMS Structures 614

MOLECULAR ELECTRONICS AND BIOELECTRONICS

Volobuev A. N. About Some Problems of an Artificial Intellect Creation: Stochastic Function of a Brain 626

MICRO- AND NANOSYSTEM TECHNIQUE ELEMENTS

Timoshenkov S. P., Anchutin S. A., Plekhanov V. E., Kochurina E. S., Musatkin A. S., Timoshenkov A. S. Research of Micromechanical Ring Gyroscope. 638

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

МОДЕЛИРОВАНИЕ И КОНСТРУИРОВАНИЕ МНСТ MODELLING AND DESIGNING OF MNST

УДК 621.391

DOI: 10.17587/nmst.21.579-593

В. Р. Реут¹, Генеральный директор — генеральный конструктор, **А. С. Койгеров**², канд. техн. наук, инженер каф. МНЭ, a.koigerov@gmail.com, **С. С. Андрейчев**¹, ведущий инженер-технолог, andreychev.s@gmail.com, **С. П. Дорохов**³, инженер-исследователь, dorokhov@inbox.ru, **А. С. Салов**³, главный специалист НИО, salov-a-s@yandex.ru,

¹ ООО "АЭК Дизайн", Санкт-Петербург,

² СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Санкт-Петербург,

³ Филиал ФГУП "РФЯЦ-ВНИИЭФ"—"НИИИС им. Ю. Е. Седакова", Нижний Новгород

НОВАЯ КОНСТРУКЦИЯ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПАВ-РАДИОМЕТКИ НА ОСНОВЕ МНОГОПОЛОСКОВОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ

Поступила в редакцию 21.06.2019

Рассмотрены радиометки на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Проведен анализ физических механизмов переотражений и паразитных сигналов в конструкциях радиометок на ПАВ. Проведено математическое моделирование импульсного отклика, формируемого радиометкой в многоканальной конструкции. Предложена и изготовлена новая конструкция многоканальной радиометки на основе однонаправленного преобразователя и многополоскового ответвителя (компрессора). Проведен анализ импульсных откликов экспериментальных образцов. Показано, что в новой многоканальной конструкции увеличен динамический диапазон между "0" и "1" при амплитудном кодировании за счет минимального влияния паразитных сигналов на основные информационные импульсы.

Ключевые слова: многоканальная метка, поверхностная акустическая волна (ПАВ), радиометка на ПАВ, многополосковый ответвитель, однонаправленный преобразователь, радиочастотная идентификация, пьезоэлектрическая подложка

Введение

Одним из основных направлений современной радиоэлектроники является создание технических комплексов радиочастотной идентификации (РЧИД), устойчивых к экстремальным воздействиям, таким как повышенный уровень радиации, электромагнитные и температурные воздействия в широком диапазоне. Среди систем радиочастотной идентификации, решающих ряд задач по беспроводному съему информации с объектов, особого внимания заслуживает система РЧИД на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Радиометки на ПАВ обладают рядом существенных преимуществ по сравнению с любыми другими аналогами. К основным преимуществам можно отнести их высокую надежность, долговечность, устойчивость к внешним воздействующим факторам (температу-

ра, давление, ионизирующее излучение и др.). Эти качества необходимы в системах учета и контроля состояния опасных объектов.

Радиометка на ПАВ позволяет сформировать уникальный информационный сигнал, идентифицирующий объект.

В основе работы радиометки на ПАВ лежит эффект распространения акустической волны по поверхности пьезоэлектрического кристалла. Для возбуждения и детектирования ПАВ служат металлизированные встречно-штыревые преобразователи (ВШП). Достоинством ВШП является возможность в широких пределах изменять параметры возбуждаемых ПАВ. Это легко достигается изменением геометрических размеров ВШП и проявляется в виде изменения формы импульсного отклика и частотной характеристики. Встречая механическую или электрическую неоднородность на поверх-

ности, ПАВ частично отражается. Поверхностная волна, пришедшая обратно на ВШП, в результате прямого пьезоэффекта преобразуется на его шинах в электрический сигнал.

Существуют различные типы конструкций радиометок на ПАВ [1, 2]. Одним из основных физических механизмов, на которых основан принцип работы радиометок на ПАВ, является распространение и отражение ПАВ от поверхностных неоднородностей. На первый план на стадии проектирования данных устройств выходит необходимость хорошей расчетной теории для учета переотражений акустических волн от неоднородностей и других вторичных эффектов. И актуальной становится задача по минимизации этих паразитных/ложных сигналов.

Целью настоящей работы является разработка и оптимизация конструкции многоканальной радиометки на ПАВ, в которой минимизированы переотражения от неоднородностей и улучшен динамический диапазон между "0" и "1" при амплитудной модуляции информационного сигнала. Многоканальная радиометка на ПАВ выполнена на пьезоэлектрической подложке 128° YX -срезы $LiNbO_3$, материал электродов — алюминий.

1. Анализ физических механизмов переотражений в радиометках на ПАВ

Существует несколько основных источников потерь в многоканальной конструкции радиометки на ПАВ: затухание ПАВ при распространении; резистивные потери в ВШП и шинах; потери на рассогласование с антенной; потери на дифракцию и потери в результате различных отражений и переотражений в акустических каналах.

В данном разделе рассмотрим основные типы паразитных отражений и переотражений, которые необходимо учитывать при проектировании топологии устройства на ПАВ.

В конструкции (рис. 1) информационный код формируется путем частичного отражения опросного сигнала от групп отражательных структур (ОС), расположенных в одном акустическом канале. В данной конструкции необходимо использо-

вать малые коэффициенты отражения в ОС, чтобы энергия распределилась между всеми информационными символами в акустическом канале. Формирование кода в случае амплитудной модуляции происходит путем наличия ("1") или отсутствия ("0") отражательной группы на соответствующем временном интервале.

Поскольку все отражательные группы располагаются в одном акустическом канале, возникает проблема множественных переотражений между ОС, формирующими информационный код. На примере сигнала тройного отражения (рис. 1) становится ясно, что сигнал данного отражения по времени задержки может совпасть с одним из информационных импульсов. Это не только влияет на неравномерность информационной посылки, но и ухудшает динамический диапазон между сигналами "1" и "0" в случае амплитудной модуляции.

Один из способов решения данной проблемы описан в работе [3], где авторы предлагают для минимизации переотражений использовать для одного акустического канала не более восьми групп ОС, работая при этом с четырьмя акустическими каналами на увеличенной апертуре входного ВШП.

Другим решением данной проблемы множественных переотражений между группами ОС стал переход к многоканальной конструкции [4–6]. Для уменьшения уровня паразитных переотраженных сигналов каждую отражательную группу помещают в отдельный акустический канал, тем самым формируют многоканальную конструкцию. На рис. 2, а показано, что представляет собой один канал такой многоканальной структуры. В данном случае ОС располагаются по обе стороны ненаправленного ВШП, тем самым можно сформировать два информационных символа. Поскольку с одной стороны преобразователя формируется только один информационный символ, то можно использовать большие коэффициенты отражения для ОС при формировании кода, в отличие от конструкции на рис. 1. В данной конструкции сталкиваемся еще с несколькими типами ярко выраженных паразитных сигналов. Первый тип — сигнал двойного и последующих проходов (рис. 2, а).

Для каждого информационного символа присутствуют сигналы двойного, тройного и последующих проходов, поскольку в силу ненаправленности ВШП часть мощности всегда отражается. Кроме сигнала двойного прохода присутствует еще паразитный сигнал, обусловленный тем, что ненаправленный преобразователь в согласованном режиме принимает около 50 % падающей

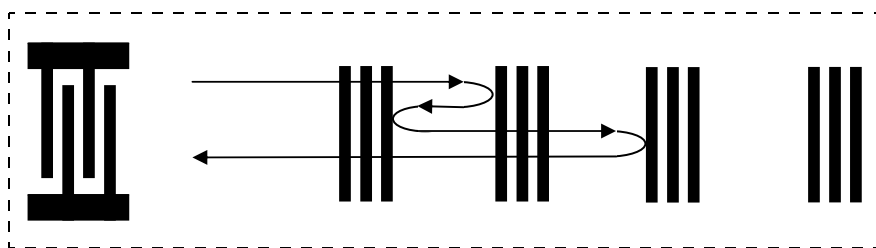


Рис. 1. Конструкция радиометки на ПАВ с одним акустическим каналом для формирования импульсного отклика

Fig. 1. The design of RFID tags on SAWs with one acoustic channel to form a pulse response

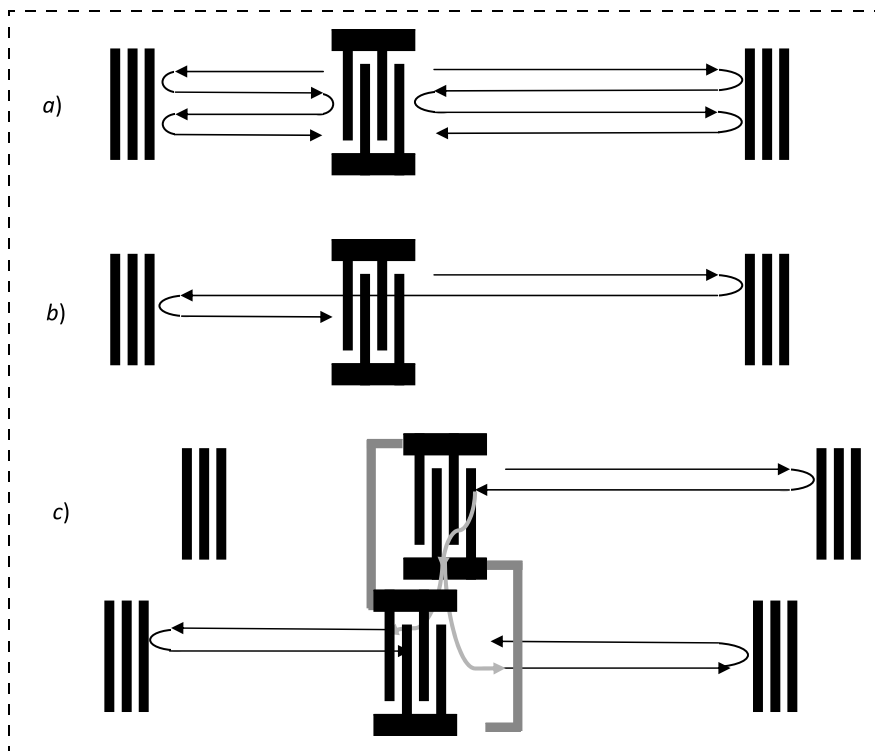


Рис. 2. Физические механизмы формирования паразитных сигналов в акустических каналах радиометки: *a* — сигнал двойного прохода; *b* — паразитный сигнал от смежного символа; *c* — межканальный паразитный сигнал

Fig. 2. Physical mechanisms of formation of spurious signals in the acoustic channels of the RFID tag: *a* — double pass signal; *b* — spurious signal from an adjacent symbol; *c* — interchannel spurious signal

на него мощности, 25 % мощности отражает, а 25 % падающей мощности пропускает через себя в сторону ОС, формирующей другой информационный символ (рис. 2, *b*). Помимо описанных выше паразитных сигналов есть еще один ложный межканальный сигнал. Принцип его формирования показан на рис. 2, *c*.

Все приведенные выше ложные/паразитные сигналы обусловлены частично тем, что в данных многоканальных конструкциях используется ненаправленный преобразователь. Способы оценить потоки излученной и принятой акустической мощности описаны в работах [4, 7]. Для пояснения на рис. 3 представлен случай полного отражения от ОС.

2. Расчет тестовой структуры одного канала радиометки

Проведем моделирование импульсного отклика тестовой структуры радиометки двумя способами: методом связанных мод (СОМ-метод) и методом конечных элементов (МКЭ) в программном пакете COMSOL Multiphysics для одного акустического канала многоканальной конструкции, представленной на рис. 2.

Метод связанных мод. Для расчета проводимости Y_{11} тестовой структуры используем метод мо-

делирования, основанный на модифицированных уравнениях для связанных мод [8].

Используемый метод расчета основан на рассмотрении в структуре устройства двух однородных плоских волн, распространяющихся во встречных направлениях:

$$R(z, \omega) = R(\omega)\exp(-j\omega z),$$

$$S(z, \omega) = S(\omega)\exp(+j\omega z),$$

где $R(\omega)$, $S(\omega)$ — комплексные амплитуды поверхностных потенциалов с волновым числом k и круговой частотой ω , имеющие значения поверхностных электрических потенциалов.

При распространении ПАВ в периодической электродной структуре имеют место процессы отражения и преобразования ПАВ. Присутствие электродов на поверхности меняет скорость распространения волн и обуславливает взаимную связь между волнами. Отметим две причины: первая — частичное отражение ПАВ

от электродов и вторая — возбуждение ПАВ посредством высокочастотного тока, протекающего в металлических электродах.

Можно записать уравнения, связывающие комплексные амплитуды ПАВ на входе $R_K(\omega)$, $S_K(\omega)$ и выходе $R_{K+1}(\omega)$, $S_{K+1}(\omega)$ K -го элемента структуры, и уравнение для тока через K -й электрод $I_K(\omega)$. Для формализации процесса вычисления уравнения связанных волн удобно представить в матричной форме. Рассмотрим ПАВ-устройство, состоящее из двух различных ПАВ-структур (рис. 4, *a*). Электрические порты ПАВ-устройств типа ВШП

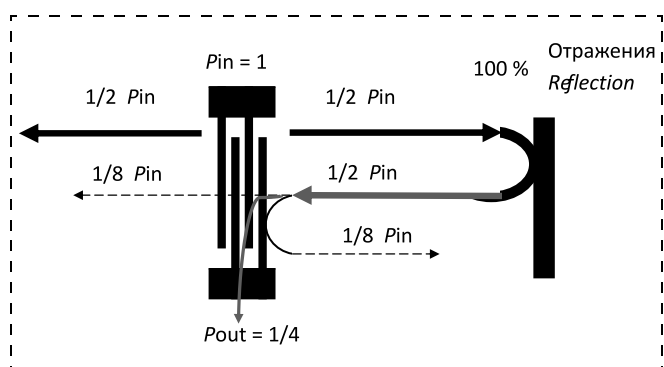


Рис. 3. Поток мощности в случае ненаправленного преобразователя

Fig. 3. Power flow in the case of an omnidirectional converter

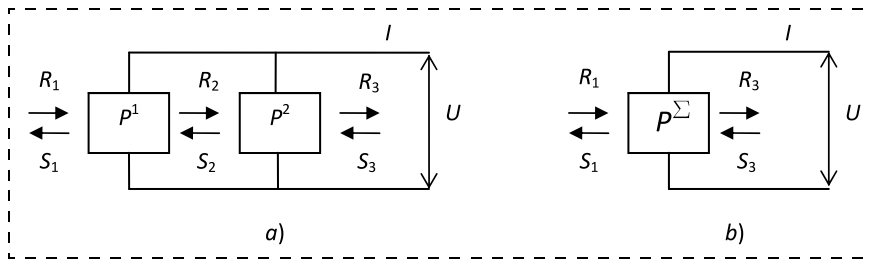


Рис. 4. Эквивалентная акустоэлектрическая схема ПАВ-устройства: а — для двух структур; б — преобразованная схема
 Fig. 4. Equivalent acoustoelectric circuit of a SAW device: a — for two structures; b — converted circuit

соединены параллельно. Акустические порты ПАВ-устройств соединены последовательно.

$$\begin{bmatrix} S_K(\omega) \\ R_{K+1}(\omega) \\ I_K(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}^K(\omega) & P_{12}^K(\omega) & P_{13}^K(\omega) \\ P_{21}^K(\omega) & P_{22}^K(\omega) & P_{23}^K(\omega) \\ P_{31}^K(\omega) & P_{32}^K(\omega) & P_{33}^K(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_K(\omega) \\ S_{K+1}(\omega) \\ U_0 \end{bmatrix}$$

Последовательность действия при использовании метода P -матриц состоит в следующем:

- составляется эквивалентная акустоэлектрическая схема выбранной конструкции;
- вычисляются P -матрицы всех элементарных звеньев устройства;
- вычисляется суммарная P -матрица, определяющая связь комплексных амплитуд волн на входе и выходе ПАВ-структуры в целом (рис. 4, б).

В общем случае ПАВ-структурами могут быть: один электрод ВШП; несколько электродов ВШП; ВШП целиком; один отражательный элемент ОС; несколько полосок ОС; зазор (свободная или металлизированная поверхность пьезоэлектрика).

Компоненты суммарной P -матрицы можно выразить через компоненты матриц $P1$ и $P2$. Например, элемент P_{33} суммарной P -матрицы вычисляется следующим образом:

$$P_{33}^\Sigma = P_{33}^1 + P_{33}^2 + P_{32}^1 \frac{P_{13}^2 + P_{11}^2 P_{23}^1}{1 - P_{11}^2 P_{22}^1} + P_{31}^2 \frac{P_{23}^1 + P_{22}^1 P_{13}^2}{1 - P_{11}^2 P_{22}^1}$$

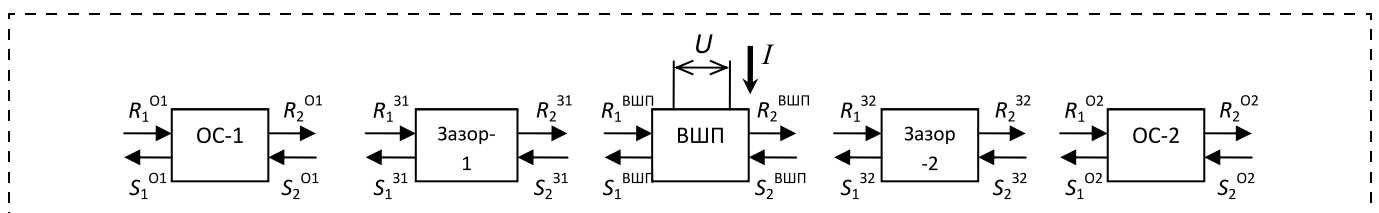


Рис. 5. Эквивалентная акустоэлектрическая схема тестовой структуры
 Fig. 5. Equivalent acoustoelectric test structure

Эквивалентную акустоэлектрическую схему тестовой структуры радиометки с ОС можно представить в виде, приведенном на рис. 5.

Компоненты суммарной P -матрицы акустического канала (P^Σ) могут быть вычислены перемножением соответствующих компонентов для ОС и ВШП. Условно запишем:

$$P^\Sigma = P^{O1} \times P^{31} \times P^{VШП} \times P^{32} \times P^{O2}$$

Отметим, что искомую проводимость Y_{11} определяет элемент P_{33} суммарной матрицы канала. От Y_{11} переходим к коэффициенту передачи S_{11} . Отклик радиометки при подаче на ее вход радиоимпульса может быть вычислен на основе преобразования Фурье комплексного коэффициента передачи радиометки с последующим вычислением свертки импульсной характеристики радиометки с опросным импульсом заданной длительности.

Параметры тестовой структуры представлены ниже.

Число пар ВШП, N пар ВШП	10,5
Число отражателей в ОС-1, $N_{ОС-1}$	20
Число отражателей в ОС-2, $N_{ОС-2}$	20
Тип ОС	Незакороченная решетка электродов
Апертура λ (в длинах волн)	110
Толщина металлизации h , мкм	0,265
Коэффициент металлизации структур K_M	0.5
Расстояние до первой группы ОС-1	
L_1 , мкм	2745
Расстояние до второй группы ОС-2	
L_2 , мкм	3780

Результаты расчета импульсного отклика, полученного с помощью метода связанных мод, представлены на рис. 6.

Метод конечных элементов. Программный пакет COMSOL Multiphysics, работа которого основана на методе конечных элементов, позволяет моделировать устройства на ПАВ. Задача распространения ПАВ определяется дифференциальными урав-

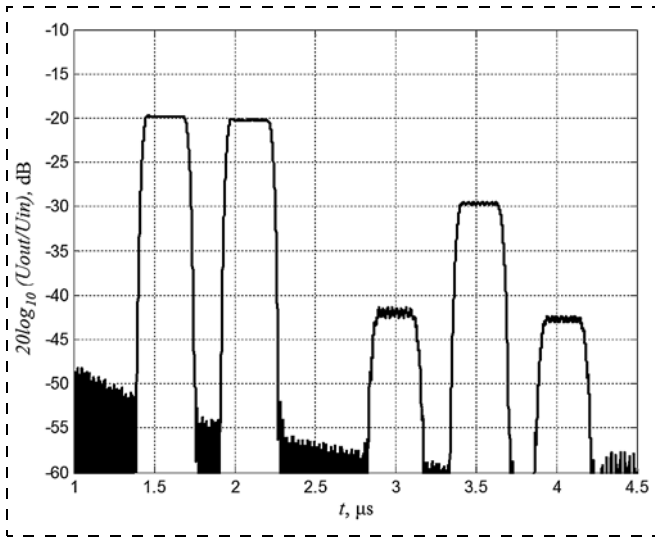


Рис. 6. Результат расчета импульсного отклика, полученного с помощью метода связанных мод
Fig. 6. The result of calculating the impulse response obtained using the coupled modes method

нениями и решается с учетом сложной геометрии устройства, свойств материалов (подложки, электродов, отражателей) и граничных условий.

Уравнения пьезоакустики в тензорной форме [9]:

$$T_{ij} = C_{ijkl}S_{kl} - e_{kij}E_k;$$

$$D_i = \varepsilon_{ij}E_j + e_{ijk}S_{jk},$$

где T , S — тензоры напряжений и деформаций; E , D — векторы напряженности и индукции электрического поля; C , e , ε — тензоры модулей упругости, пьезомодулей и диэлектрической проницаемости соответственно.

В качестве подложки выбран срез ниобата лития 128° YX. Параметры материала представлены в таблице.

COMSOL Multiphysics позволяет проводить анализ устройств на ПАВ в области собственных

частот (*Eigenfrequency*), временной анализ (*Time Dependent*) и расчет в частотной области (*Frequency Domain*). В нашем случае необходимо рассчитать адмиттанс тестовой структуры, то есть найти реальную и мнимую части проводимости Y_{11} в частотной области. Для расчета в COMSOL Multiphysics необходимо сделать следующее:

- 1) определить рабочую область и задать геометрию (рис. 7, см. вторую сторону обложки);
- 2) задать исходные данные (материал, апертюра и т. д.);
- 3) указать начальные и граничные условия (потенциалы на электродах и т. д.);
- 4) задать параметры и построить сетку;
- 5) определить параметры решающего устройства и запустить расчет.

Необходимо отметить, что при моделировании не были учтены следующие эффекты: резистивные потери в электродах ВШП, дифракция акустической волны, потери за счет вязкостных свойств материала.

Картину механических смещений волны Рэлея можно наблюдать на рис. 8 (см. вторую сторону обложки). Из полученных результатов расчета видно, что толщина анализируемой подложки выбрана с запасом, поскольку волна Рэлея распространяется на глубине до двух длин волн.

В результате расчета получим частотные зависимости $\text{real}(Y_{11})$ и $\text{imag}(Y_{11})$ — (рис. 9). Далее вычислим импульсный отклик тестовой структуры (рис. 10).

Как видно из рис. 6 и 10, кроме двух информационных символов присутствуют сигналы двойного прохода (см. рис. 2, а) и паразитный сигнал (см. рис. 2, б). Причины паразитных сигналов ясны и их можно спрогнозировать, а следовательно, можно подобрать такие сдвиги между каналами,

Материальные константы ниобата лития 128° YX среза
Material constants of lithium niobate 128° YX-cut

Упругие константы C , GPa Elastic constants C , GPa	198,39	66,312	53,538	6,957	0	0
	66,312	186,563	80,497	6,314	0	0
	53,538	80,497	208,994	6,097	0	0
	6,957	6,314	6,097	75,017	0	0
	0	0	0	0	56,623	-4,005
	0	0	0	0	-4,005	74,862
Пьезоэлектрические константы e , C/m ² Piezoelectric constants e , C/m ²	0	0	0	0	4,398	0,365
	-1,722	4,533	-1,352	0,217	0	0
	1,726	-2,454	2,595	0,735	0	0
Диэлектрические константы, $\varepsilon/\varepsilon_0$ Dielectric constants, $\varepsilon/\varepsilon_0$	45,6	0	0			
	0	38,285	9,363			
	0	-9,363	33,615			
Плотность ρ , кг/м ³ Density ρ , kg/m ³	4628					

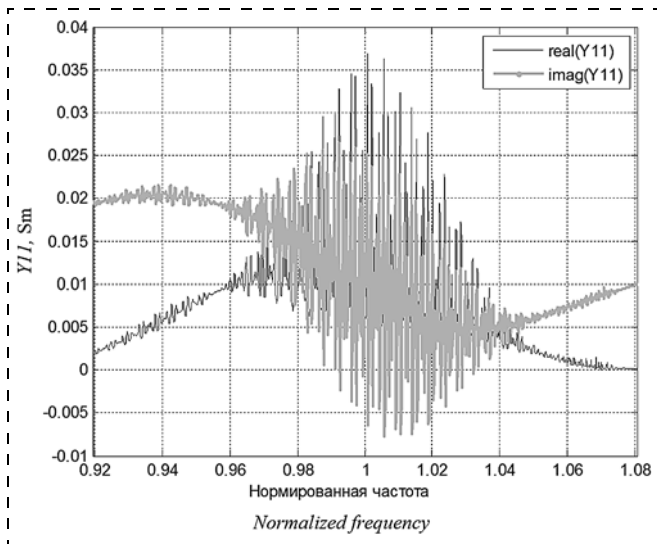


Рис. 9. Полная проводимость, рассчитанная в COMSOL Multiphysics
 Fig. 9. Total conductivity calculated by COMSOL Multiphysics

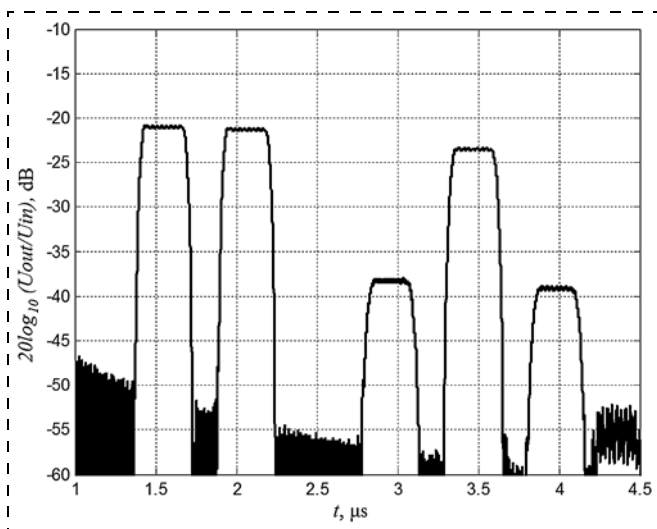


Рис. 10. Результат расчета импульсного отклика радиометки, полученного с помощью метода конечных элементов
 Fig. 10. The result of calculating the impulse response of the RFID tag obtained using the finite element method

чтобы частично скомпенсировать паразитные сигналы, влияющие на неравномерность импульсного отклика при амплитудной модуляции импульсного отклика.

3. Многоканальная метка

Параметры радиометки, которые необходимо реализовать, представлены ниже.

Относительная полоса пропускания, %	2,5
Время задержки первого импульса информационного сигнала, мкс	4
Неравномерность импульсов выходного сигнала не более, дБ	5
Число информационных импульсов	18
Способ кодирования	AM

На первом этапе была выбрана конструкция многоканальной метки, состоящая из девяти каналов с 18 информационными импульсами (рис. 11). Расчет импульсного отклика (рис. 12) проводился с помощью метода связанных мод (СОМ-метод). Последовательно-параллельное включение входных преобразователей отдельных акустических каналов позволяет получить необходимый входной импеданс, позволяющий работать с нагрузкой 50 Ом без внешних элементов согласования. Особенностью данной конструкции является то, что начиная с информационного импульса № 8 во временных интервалах присутствует большое число различных паразитных сигналов. Коррекцию импульсного отклика осуществляли подбором фазовых сдвигов каждого символа. Число ОС в отражательных группах, формирующих информационные символы, не менялось.

Анализ расчетного импульсного отклика показывает, что неравномерность импульсного отклика

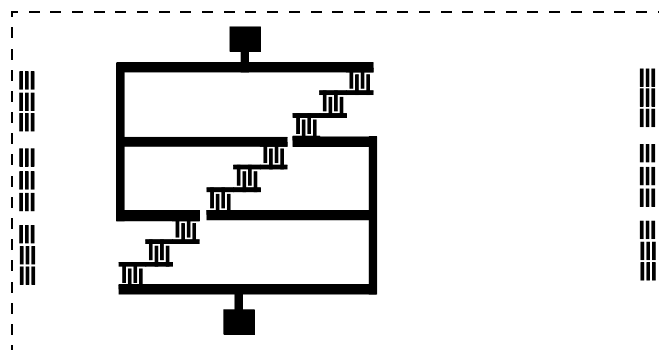


Рис. 11. Конструкция многоканальной метки
 Fig. 11. Design of a multi-channel tag

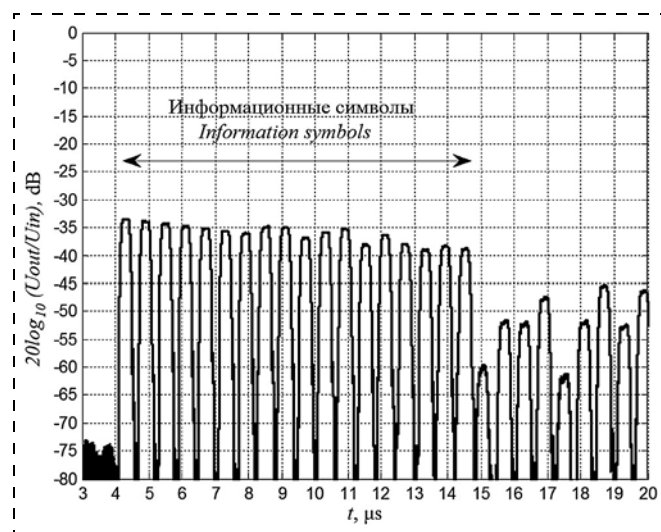


Рис. 12. Результат расчета импульсного отклика, полученного с помощью метода связанных мод для многоканальной метки. Все 18 информационных символов — "1"
 Fig. 12. The result of calculating the impulse response obtained using the coupled mode method for a multi-channel label. All 18 Information Symbols — "1"

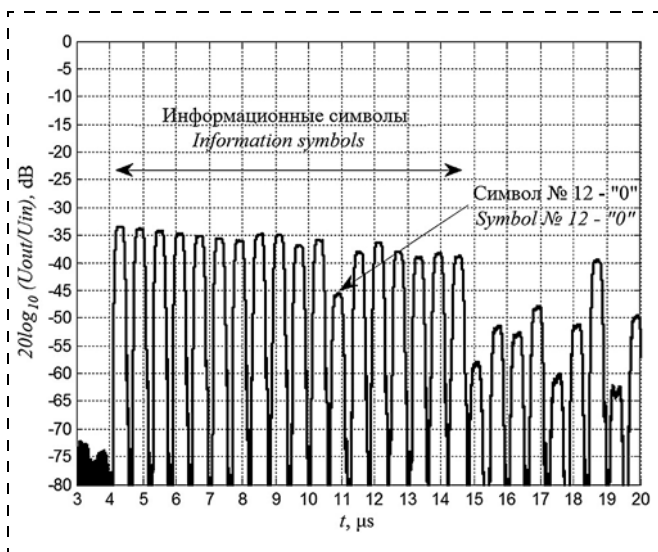


Рис. 13. Результаты расчета импульсного отклика. Информационный символ № 12 — "0" при АМ-кодировании

Fig. 13. The result of the calculation of the impulse response. Information symbol No. 12 — "0" for AM coding

не более 5 дБ. Начиная с символа № 8 появляется неравномерность, связанная с наложением паразитных и основных сигналов в данных временных интервалах. Как показали результаты по амплитудному кодированию метки (рис. 13) на примере символа № 12, динамический диапазон между "0" и "1" составляет 10 дБ, что недостаточно для помехоустойчивого кодирования метки.

Кроме того, при кодировании символов в "0" для некоторых случаев будет меняться общая неравномерность остальной кодовой посылки, поскольку при начальных расчетах паразитные сигналы принимали участие в компенсации паразитных сигналов от других символов. В результате чего кодирование любого импульса может привести к изменению неравномерности кодовой посылки. Таким образом, ставится вопрос применения такой конструкции для выполнения параметров радиометки, указанных выше.

Полученные данные позволили сделать выводы по использованию такой конструкции, а именно, она пригодна для следующих частных случаев.

1. Задержка последнего информационного импульса меньше времени задержки первого ложного сигнала (сигнала двойного прохода первого информационного импульса). Такой принцип работы многоканальной метки описан в работе [4], где начальная задержка первого ответного импульса составляет 1 мкс, число импульсов — 16, а время задержки последнего импульса — не более 2 мкс.

2. Уровень подавления ложных сигналов — 18...20 дБ. Например, за счет неполного отражения энергии от групп ОС, т. е. частичного отражения энергии, повысится динамический диапазон

между основным сигналом и паразитными, но при этом вырастет затухание и в основном импульсном отклике, что в конечном итоге приведет к уменьшению дальности работы в составе РЧИД. Подобное решение было получено в работе [6].

4. Новая конструкция многоканальной радиометки

На втором этапе было принято решение перейти к новой конструкции. Предлагаемая конструкция многоканальной радиометки позволяет увеличить динамический диапазон между "0" и "1" при амплитудном кодировании метки, что, в свою очередь, упростит дальнейшую обработку сигнала.

Для осуществления поставленной задачи в качестве входного элемента, преобразующего радиопульс в ПАВ, используется однонаправленный преобразователь, обеспечивающий максимальное излучение энергии в заданном направлении. Чтобы реализовать однонаправленное распространение ПАВ, встречно-штыревой преобразователь устанавливается между двумя плечами U-образного многополоскового ответвителя (МПО) с равным делением энергии так, чтобы выполнялось условие $\theta_1 - \theta_2 = \pi/2$. В этом случае волна, возбуждаемая ВШП и распространяющаяся в противоположных направлениях, достигает электродов U-образного МПО с разными фазовыми задержками, зависящими от положения преобразователя внутри ответвителя, обеспечивая тем самым однонаправленное излучение.

Ключевым элементом, позволяющим увеличить динамический диапазон между "0" и "1", является МПО, обеспечивающий полный перенос энергии, излученной входным преобразователем, из акустического канала апертуры W_1 , сформированного ВШП, в акустический канал апертуры W_2 , где установлены отражательные структуры, формирующие идентификационную кодированную последовательность импульсов (рис. 14). Апертура W_2 определяется требованиями к обеспечению необходимой информационной емкости радиометки, т. е. числом ОС. Максимальное подавление импульсов двойного прохождения достигается при установке МПО между входным преобразователем и отражательными структурами, поскольку акустическая энергия, переизлученная МПО, достигает ОС и делится на N каналов, число которых соответствует числу ОС. В случае отражения от входного преобразователя акустическая энергия еще раз делится на N каналов, что позволяет обеспечить еще большее подавление импульсов двойного и последующих прохождений.

Для исключения возможности попадания энергии ПАВ, сформированных ОС, из одного акустического канала в другой на стадии проекти-

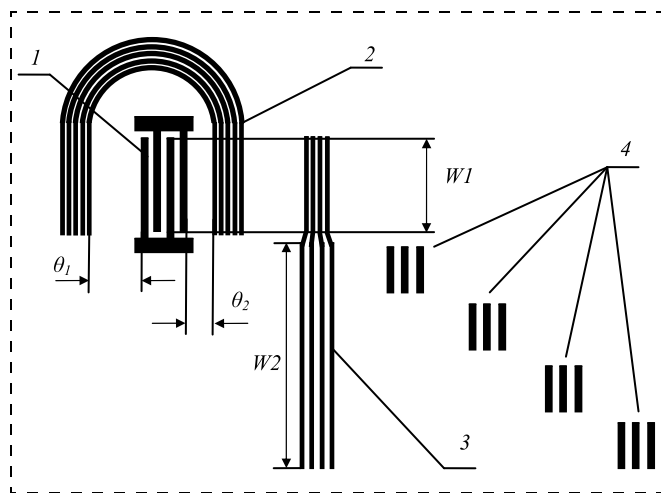


Рис. 14. Новая конструкция многоканальной радиометки: 1 — входной ВШП; 2 — U-образный МПО с равным делением энергии; 3 — МПО (компрессор); 4 — отражатели
Fig. 14. The new design of multichannel SAW ID tags: 1 — input IDT; 2 — U-multistrip coupler with equal energy division; 3 — multistrip coupler (compressor); 4 — reflectors

рования радиометки обеспечивается их пространственное разнесение с учетом дифракционной расходимости ПАВ, излученных ОС. Минимальное расстояние от входного преобразователя до ближайшей ОС определяется из условия обеспечения достоверной идентификации объекта.

На рис. 14 представлена структурная схема многоканальной радиометки, на которой обозначены: $W1$ — апертура акустического канала, формируемого ВШП 1; $W2$ — апертура акустического канала, определяемая числом расположенных в нем ОС; ВШП 1 установлен между двумя плечами МПО 2 так, чтобы $\theta_1 - \theta_2 = \pi/2$ (фазовый сдвиг).

Радиометка работает следующим образом: при подаче радиоимпульса опроса на входной ВШП 1 генерируется ПАВ, распространяющаяся от преобразователя в противоположные стороны. При достижении ПАВ электродов U-образного МПО с разными фазовыми задержками, зависящими от положения ВШП 1 внутри ответвителя, выполняется условие, позволяющее реализовать однонаправленное излучение ПАВ (суммирование двух волн, первоначально излучаемых ВШП 1 в противоположных направлениях) в акустическом канале апертуры $W1$, определяемой апертурой ВШП 1 с учетом дифракционной расходимости. Полная энергия ПАВ, излученная в одну сторону и имеющая апертуру $W1$, достигает МПО (компрессора) 3, обеспечивающего полный перенос акустической энергии, излученной входным преобразователем из акустического канала апертуры $W1$ в акустический канал апертуры $W2$, определяемой требованиями обеспечения информационной емкости радиометки (числа ОС). Достигнув ОС, акустическая

энергия ПАВ в акустическом канале апертуры $W2$ делится на N каналов, число которых соответствует числу ОС, формирующих информационный сигнал. Отраженные волны, сформированные, в свою очередь ОС, возвращаются с определенными временными задержками на компрессор, где их энергия переносится в акустический канал апертуры $W1$ и далее приходит на входной ВШП 1, где преобразуется в радиоимпульс, содержащий кодированный информационный сигнал.

Для увеличения информационной емкости радиометки ее конструкция может быть выполнена в едином корпусе на $m + 1$ пьезоэлектрических подложках с общим входом, на каждой из которых ОС расположены по отношению к входному преобразователю со смещением, обеспечивающим необходимую временную задержку импульсов информационного сигнала и исключая возможность их наложения.

Предлагаемая конструкция позволяет полностью исключить электрическое взаимодействие между акустическими каналами, что существенно уменьшает степень взаимных искажений импульсов информационного сигнала. Динамический диапазон между идентификационными "0" и "1" позволяет обеспечить максимальную различимость импульсов информационного сигнала при осуществлении его дальнейшей обработки. Также к достоинствам предлагаемой конструкции относятся небольшие размеры пьезоэлектрической подложки, позволяющие обеспечивать компактность конечного изделия (радиометки).

На рис. 15 и 16 показаны импульсные отклики экспериментального образца (рис. 17), состоящего

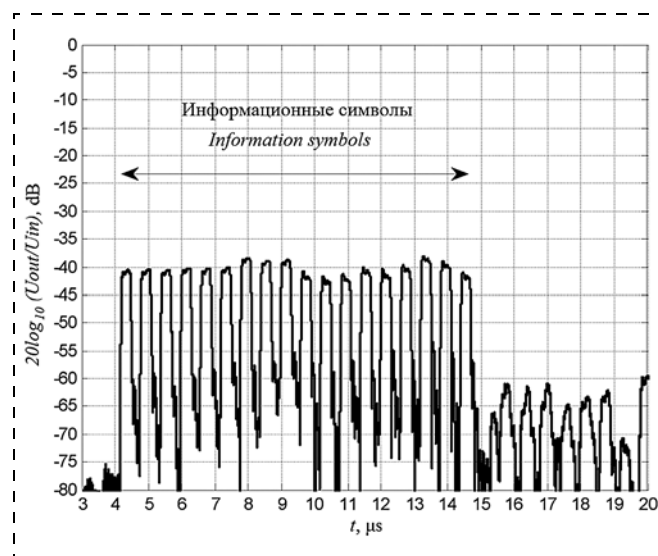


Рис. 15. Импульсный отклик экспериментального образца. Все импульсы — "1"
Fig. 15. The impulse response of the experimental sample. All pulses are "1"

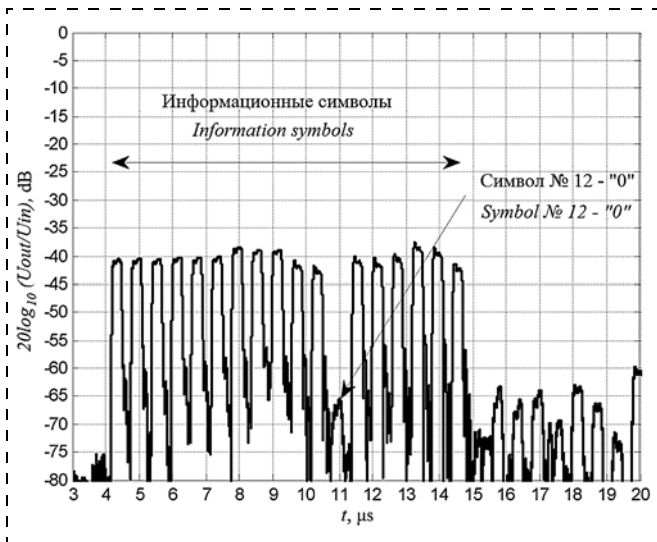


Рис. 16. Импульсный отклик экспериментального образца. Информационный символ № 12 — "0" при АМ-кодировании

Fig. 16. The impulse response of the experimental sample. Information symbol No. 12 — "0" for AM coding

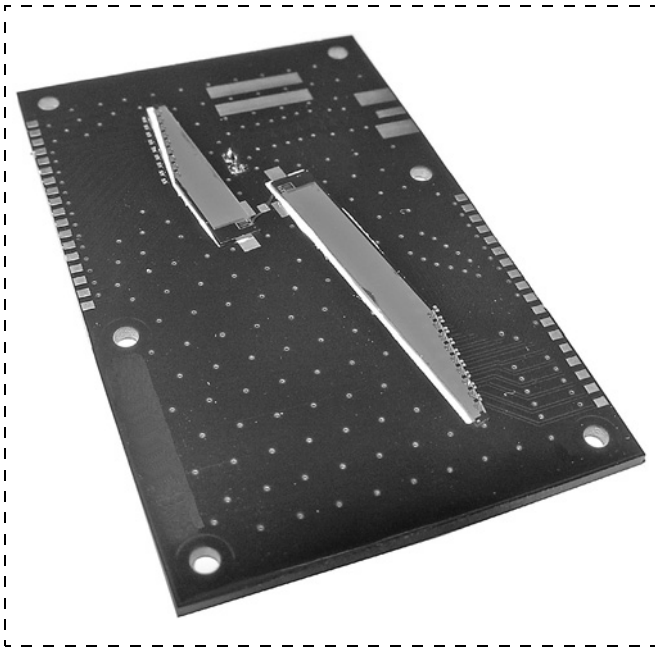


Рис. 17. Многоканальная ПАВ-радиометка на 18 каналов из двух пьезоплат

Fig. 17. Multichannel SAW tag on 18 channels from two piezoelectric boards

из 18 символов, изготовленного на подложке 128° УХ-среза LiNbO_3 . Выравнивание импульсного отклика по амплитуде осуществлялось за счет увеличения апертуры ОС на больших временах задержки. Кодирование "0" в экспериментальных образцах выполнялось нанесением акустического поглотителя на ОС соответствующего информационного символа.

Анализ основных параметров изготовленных радиометок на ПАВ по импульсному отклику по-

казал, что минимальные вносимые потери не превышают 38 дБ. Уровень неравномерности амплитуды в измеренном импульсном отклике не превышает 5 дБ. Уровень ложных сигналов — не менее 23 дБ. Таким образом, новая уникальная конструкция позволяет работать с ОС с большим коэффициентом отражения и получить динамический диапазон не менее 23...25 дБ по ложным сигналам. Новая конструкция за счет применения ответвителя минимизирует все акустические отражения и переотражения, присущие "классической" схеме многоканальной метки, и способна работать на любых временных задержках без опасности влияния ложных сигналов.

Предлагаемая конструкция радиометки на ПАВ может быть использована в транспондере, осуществляющем идентификацию и регистрацию воздействия дестабилизирующих факторов на охраняемый объект, если в качестве ОС использовать ВШП.

Заключение

Рост интереса к системам радиочастотной идентификации на поверхностных акустических волнах обуславливается, с одной стороны, успехами в области технологии и конструирования акустоэлектронных устройств, с другой стороны, прогрессом в области проектирования систем идентификации, диктующем новые, более жесткие требования к радиометкам.

Представленный анализ конструктивных особенностей пассивных радиометок на ПАВ и результаты практической реализации образцов, работающих в диапазоне до 1 ГГц, показали, что комплекс РЧИД на ПАВ способен решать ряд задач по беспроводному съему информации.

За рамками данной публикации осталось рассмотрение вопросов по использованию некоторых информационных символов в качестве датчиковых импульсов физических величин, позволяющих проконтролировать состояние объекта. Но эта тема требует отдельного подробного описания.

В реализованной новой конструкции многоканальной радиометки на ПАВ значительно увеличен динамический диапазон между "0" и "1" при амплитудном кодировании, что упрощает дальнейшую обработку информационного сигнала.

Минимальное влияние паразитных сигналов на основные информационные импульсы позволяет использовать и другие виды кодирования на физическом уровне — временно-позиционное, фазовое и частотное. При этом не требуется вводить уникальные фазовые сдвиги для каждого информационного символа.

Список литературы

1. Горемыкин Н. И., Койгеров А. С., Смелов И. Н. Миниатюрные радиоиентификаторы на поверхностных акустических волнах // Нано- и микросистемная техника. 2013. № 2 (151). С. 37—45.
2. Бальшева О. Л., Григорьевский В. И., Гуляев Ю. В., Дмитриев В. Ф., Мансфельд Г. Д. и др. Акустоэлектронные устройства обработки и генерации сигналов. Принципы работы, расчета и проектирования / Под ред. акад. РАН Ю. В. Гуляева. М.: Радиотехника, 2012. 576 с.
3. Reindl L., Ruile W. Programmable Reflectan for SAW-ID-Tags // Proc. of IEEE Ultrasonics Symp. 1993. P. 125—130.
4. Plessky V. P., Kondratiev S. N., Stierlin R., Nyffeler F. SAW Tags: New Ideas // Proc. 1995. IEEE Ultrasonics Symp. P. 117—120.
5. Дорохов С. П., Князев И. А., Салов А. С. Многоканальная отражательная линия задержки на поверхностных акустических волнах: RU 2522886 С2 / № 2012145915/08; Заявл. 26.10.2012. Опубл. 20.07.2014. Бюл. № 20.
6. Дорохов С. П., Козлов В. А., Салов А. С. Оптимизация конструкции многоканальной ОЛЗ на ПАВ // Проектирование и технология электронных средств. 2017. № 2. С. 22—26.
7. Campbell C. K. Surface Acoustic Wave Devices for Mobile and Wireless Communications. Boston: Academic Press. 1998. 631 p.
8. Дмитриев В. Ф. Вывод модифицированных уравнений связанных поверхностных акустических волн // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 9. С. 1134—1143.
9. Auld B. A. Acoustic Fields and Waves in Solids. New York: Wiley, 1973. 414 p.

V. R. Reut¹, General Director — General Designer, A. S. Koigerov², Ph. D., Engineer of MNE department, a.koigerov@gmail.com, S. S. Andreychev¹, Leading Process Engineer, andreychev.s@gmail.com, S. P. Dorokhov³, Research Engineer, dorokhov@inbox.ru, A. S. Salov³, Chief Specialist of Research Institutes, salov-a-s@yandex.ru,

¹ LLC "AEC Design", St. Petersburg, 197376, Russian Federation,

² Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI", St. Petersburg, 197376, Russian Federation,

³ Branch of FSUE "RFNC VNIIEF" "Research Institute of Measuring Systems named after Yu.E. Sedakov", Nizhny Novgorod, Russian Federation

Corresponding author:

Koigerov Aleksey S., Candidate of technical sciences, engineer, department of micro- and nano electronics, a.koigerov@gmail.com, Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI", Russian Federation, 197376, Saint-Petersburg, Russian Federation

The New Design of Saw ID Tags on Base of Multistrip Coupler

Received on June 21, 2019

Accepted on August 01, 2019

SAW ID-tags are considered. The analysis of physical mechanism of multiple reflection and parasitic signals in the SAW-ID tag's structures is shown. The mathematical modeling of multichannel tag pulse response is presented. The new multichannel SAW tag's design on base of single phase unidirectional transducer (SPUDT) and multistrip coupler (MSC) are proposed and fabricated. The analysis of pulse responses of experimental samples are presented. It is shown that the new design of multichannel tag increases the dynamic range between "0" and "1" for amplitude coding due to the minimal influence of parasitic signals on the main information pulses.

Keywords: multichannel tag, SAW ID tag, SAW, multistrip coupler, single phase unidirectional transducer, RFID, piezoelectric substrate

For citation:

Reut V. R., Koigerov A. S., Andreychev S. S., Dorokhov S. P., Salov A. S. The New Design of SAW ID Tags on Base of Multistrip Coupler, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 10, pp. 579—593.

DOI: 10.17587/nmst.21.579-593

Introduction

One of the main directions of modern radio electronics is the creation of technical complexes of radio frequency identification (RFID) that are resistant to extreme impacts, such as increased levels of radiation, electromagnetic and temperature effects in a wide range. Among the systems of radio-frequency identification that solve a number of problems in wireless reading of data from objects, the RFID system on surface

acoustic waves (SAWs) deserves special attention. SAW RFID tags have a number of significant advantages over any other analogs. The main advantages include their high reliability, durability, resistance to external factors (temperature, pressure, ionizing radiation, etc.). These qualities are necessary in the systems of accounting and control of the state of hazardous facilities.

RFID tag allows you to create a unique information signal identifying the object.

The operation of the RFID tag on a SAW is based on the effect of the propagation of an acoustic wave over the surface of a piezoelectric crystal. Metallized interdigital transducers (IDTs) are used to excite and detect SAW. The advantage of IDT is the ability to widely vary the parameters of the excited SAW. This is easily achieved by changing the geometric dimensions of the IDT and is appeared in the form of a change in the shape of the impulse response and frequency response. Encountering mechanical or electrical heterogeneity on the surface, SAW is partially reflected. The surface wave that came back to the IDT, as a result of the direct piezoelectric effect, is converted on its buses into an electrical signal.

There are various types of designs for SAW RFID tags [1, 2]. One of the main physical mechanisms on which the principle of operation of RFID tags on SAW is based is the propagation and reflection of SAW from surface inhomogeneities. The need for a good computational theory to account for the reflections of acoustic waves from inhomogeneities and other secondary effects comes to the fore at the design stage of these devices. And the urgent task is to minimize these spurious/false signals.

The aim of this work is to develop and optimize the design of a multi-channel RFID tag on a SAW, in which re-reflections from inhomogeneities are minimized and the dynamic range between "0" and "1" is improved with amplitude modulation of the information signal. The multichannel RFID tag is made on a 128° LiNbO₃ *YX*-cut piezoelectric substrate, the material of the electrodes is aluminum.

1. Analysis of the physical mechanisms of re-reflections in RFID tags

There are several main sources of losses in the multichannel design of the SAW RFID tag: attenuation of the SAW during propagation, resistive losses in IDTs and buses, losses due to mismatch with the antenna, losses due to diffraction and losses due to various reflections and rereflections in acoustic channels.

In this section, we consider the main types of spurious reflections and re-reflections that must be taken into account when designing the device topology for SAWs.

In the design (fig. 1), the information code is formed by partial reflection of the interrogation signal from groups of reflective structures (RS) located in one acoustic channel. In this design, it is necessary to use small reflection coefficients in the RS so that the energy is distributed between all information symbols in the acoustic channel. Code formation in the case of amplitude modulation occurs by the presence ("1") or absence ("0") of the reflective group in the corresponding time interval.

Since all reflective groups are located in one acoustic channel, the problem of multiple re-reflections between the RS forming the information code arises. Using the example of a triple reflection signal (fig. 1), it becomes clear that the signal of this reflection in delay time can combine with one of the information pulses. This not only affects the unevenness of the information package, but also worsens the dynamic range between the signals "1" and "0" in the case of amplitude modulation.

One of the ways to solve this problem is described in [3], where the authors propose to use no more than eight RS groups for one acoustic channel, while working with four acoustic channels on an enlarged aperture of the input IDT.

Another solution to this problem of multiple reflections between RS groups was the transition to a multi-channel design [4–6]. To reduce the level of spurious rereflected signals, each reflective group is placed in a separate acoustic channel, thereby forming a multi-channel structure. In fig. 2, *a*, it is shown what constitutes one channel of such a multi-channel structure. In this case, the RS are located on both sides of the non-directional IDT, thereby two information symbols can be formed. Since only one information symbol is formed on one side of the transducer, it is possible to use large reflection coefficients for the RS when generating the code, in contrast to the design in fig. 1. In this design, we are faced with several types of pronounced spurious signals. The first is a signal of double and subsequent passes (fig. 2, *a*).

For each information symbol, there are signals of double, triple and subsequent passes, because, due to the non-directionality of the IDT, part of the power is always reflected. In addition to the double pass signal, there is also a spurious signal due to the fact that the non-directional transducer in a coordinated mode receives about 50 % of the power incident on it, reflects 25 % of the power, and 25 % of the incident power passes through itself towards the RS, forming another information symbol (fig. 2, *b*). In addition to the spurious signals described above, there is another spurious inter-channel signal. The principle of its formation is shown in fig. 2, *c*.

All the above false/spurious signals are due in part to the fact that these multichannel designs use an omnidirectional transducer. Ways to evaluate the fluxes of radiated and received acoustic power are described in [4, 7]. For explanation, fig. 3 shows the case of total reflection from the RS.

2. Calculation of the test structure of one channel of the RFID tag

We will simulate the impulse response of the RFID test structure in two ways: by the method of coupled of

mode (COM method) and by the finite element method (FEM) in the COMSOL Multiphysics software for one acoustic channel of a multi-channel design shown in fig. 2.

Method of coupling of modes. To calculate the conductivity of the Y_{11} test structure, we use a simulation method based on modified equations for coupled modes [8].

The used calculation method is based on considering in the structure of the device two homogeneous plane waves propagating in opposite directions:

$$R(z, \omega) = R(\omega)\exp(-j\omega z),$$

$$S(z, \omega) = S(\omega)\exp(+j\omega z),$$

where $R(\omega)$, $S(\omega)$ — complex amplitudes of surface potentials with wave number κ and circular frequency ω , having values of surface electric potentials.

During the propagation of SAW in a periodic electrode structure, processes of reflection and transformation of SAW take place. The presence of electrodes on the surface changes the speed of propagation of the waves and determines the mutual connection between the waves. We note two reasons: the first is the partial reflection of the SAW from the electrodes and the second is the excitation of the SAW by means of a high-frequency current flowing in the metal electrodes.

We can write the equations relating the complex amplitudes of the SAW at the input $R_K(\omega)$, $S_K(\omega)$ and the output $R_{K+1}(\omega)$, $S_{K+1}(\omega)$ of the K th element of the structure, and the equation for the current through the K^{th} electrode $I_K(\omega)$. To formalize the process of calculating the equation of coupled waves, it is convenient to present in matrix form. Consider a SAW device consisting of two different SAW structures (fig. 4, a). The electrical ports of IDT-type SAW devices are connected in parallel. The acoustic ports of the SAW devices are connected in series.

$$\begin{bmatrix} S_K(\omega) \\ R_{K+1}(\omega) \\ I_K(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}^K(\omega) & P_{12}^K(\omega) & P_{13}^K(\omega) \\ P_{21}^K(\omega) & P_{22}^K(\omega) & P_{23}^K(\omega) \\ P_{31}^K(\omega) & P_{32}^K(\omega) & P_{33}^K(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_K(\omega) \\ S_{K+1}(\omega) \\ U_0 \end{bmatrix}.$$

The sequence of actions when using the P -matrix method is as follows:

- an equivalent acoustoelectric scheme of the selected design is drawn up;
- P -matrices of all elementary parts of the device are calculated;
- the total P -matrix is calculated that determines the relationship between the complex wave amplitudes at the input and output of the SAW structure as a whole (fig. 4, b).

In general, SAW structures can be: one IDT electrode; several IDT electrodes; IDT as a whole; one reflective element of the RS; several strips of RS, gap (free or metallized surface of a piezoelectric).

The components of the total P -matrix can be expressed in terms of the components of the matrices $P1$ and $P2$. For example, the element P_{33} of the total P -matrix is calculated as follows:

$$P_{33}^{\Sigma} = P_{33}^1 + P_{33}^2 + P_{32}^1 \frac{P_{13}^2 + P_{11}^2 P_{23}^1}{1 - P_{11}^2 P_{22}^1} + P_{31}^2 \frac{P_{23}^1 + P_{22}^1 P_{13}^2}{1 - P_{11}^2 P_{22}^1}.$$

The equivalent acoustoelectric circuit of the test structure of the RFID tag with the RS can be represented in the form shown in fig. 5.

The components of the total P -matrix of the acoustic channel (P^{Σ}) can be calculated by multiplying the corresponding components for the RS and IDT. Conditionally write:

$$P^{\Sigma} = P^{O1} \times P^{31} \times P^{IDT} \times P^{32} \times P^{O2}.$$

Note that the desired conductivity Y_{11} is determined by the element P_{33} of the total channel matrix. From Y_{11} we pass to the transmission coefficient S_{11} . The response of the RFID tag when a radio pulse is applied to its input can be calculated based on the Fourier transform of the integrated RFID transmission coefficient, followed by the convolution of the impulse response of the RFID tag with an interrogation pulse of a given duration.

The parameters of the test structure are presented below.

Number of IDT pairs, N IDP pairs	10.5
The number of reflectors in RS-1, N_{OC-1}	20
The number of reflectors in RS-2, N_{OC-2}	20
RS type	Open (non shorted) electrode grid
Aperture λ (in wavelengths)	110
Metallization thickness h , μm	0.265
The metallization coefficient of structures K_m	0.5
The distance to the first group of RS-1 (L_1), μm	2745
The distance to the second group of RS-2, (L_2), μm	3780

The results of calculating the impulse response obtained using the coupled mode method are presented in fig. 6.

Finite element method. The COMSOL Multiphysics software, whose operation is based on the finite element method, allows simulating SAW devices. The problem of the propagation of SAW is determined by differential equations and is solved taking into account the complex

geometry of the device, the properties of the materials (substrate, electrodes, and reflectors) and boundary conditions.

Piezoacoustic equations in tensor form [9]:

$$T_{ij} = C_{ijkl}S_{kl} - e_{kij}E_k;$$

$$D_i = \varepsilon_{ij}E_j + e_{ijk}S_{jk},$$

where T , S are stress and strain tensors; E , D — vectors of intensity and induction of the electric field; C , e , ε are tensors of elastic moduli, piezoelectric modules, and dielectric constant, respectively.

As a substrate, a 128° YX -cut lithium niobate was selected. The material parameters are presented in table.

COMSOL Multiphysics allows the analysis of devices for SAWs in the field of eigenfrequency, time analysis (time dependent) and calculation in the frequency domain (frequency domain). In our case, it is necessary to calculate the admittance of the test structure, that is, to find the real and imaginary parts of the conductivity of Y_{11} in the frequency domain. To calculate in COMSOL Multiphysics you need to do the following:

- 1) define the work area and set the geometry (fig. 7, see the 2-nd side of cover);
- 2) set the source data (material, aperture, etc.);
- 3) indicate the initial and boundary conditions (potentials on the electrodes, etc.);
- 4) set the parameters and build the grid;
- 5) determine the parameters of the solver and start the calculation.

It should be noted that during modeling the following effects were not taken into account: resistive losses in IDT electrodes, diffraction of an acoustic wave, losses due to the viscous properties of the material.

The pattern of mechanical displacements of the Rayleigh wave can be observed in fig. 8, see the 2-nd side of cover. From the obtained calculation results, it can be seen that the thickness of the analyzed substrate was chosen with a margin, since the Rayleigh wave propagates at a depth of up to two wavelengths.

As a result of the calculation, we obtain the frequency dependences $\text{real}(Y_{11})$ and $\text{imag}(Y_{11})$ (fig. 9). Next, we calculate the impulse response of the test structure (fig. 10).

As can be seen from fig. 6 and 10, in addition to two information symbols, there are double-pass signals (see fig. 2, *a*) and a spurious signal (see fig. 2, *b*). The reasons for the spurious signals are clear and can be predicted, and therefore it is possible to select such shifts between the channels to partially compensate for spurious signals that affect the unevenness of the pulse response during amplitude modulation of the pulse response.

3. Multichannel tag

The tags that need to be implemented are presented below.

Relative bandwidth, %	2.5
The delay time of the first pulse of the information signal, μs	4
The unevenness of the pulses of the output signal, not more, dB	5
The number of information impulses	18
The encoding method	AM

At the first stage, a multichannel tag design was chosen, consisting of 9 channels with 18 information pulses (fig. 11). The impulse response calculation (fig. 12) was carried out using the coupled mode method (COM-method). Serial-parallel connection of the input transducers of individual acoustic channels allows you to get the necessary input impedance, allowing you to work with a load of 50 Ω without external matching elements. A feature of this design is that, starting from informational pulse No. 8, a large number of different spurious signals are present in time intervals. The impulse response was corrected by selecting the phase shifts of each symbol. The number of operating systems in the reflective groups forming information symbols did not change.

Analysis of the calculated impulse response shows that the unevenness of the impulse response is not more than 5 dB. Starting from symbol No. 8, the unevenness associated with the superposition of spurious and main signals in these time intervals appears. As the results on the amplitude coding of the label showed, for example, symbol No. 12, the dynamic range between "0" and "1" is 10 dB, which is not enough for noiseproof coding of the label.

In addition, encoding the symbol at "0", for some cases, the general unevenness of the rest of the code message will change, since during the initial calculations, spurious signals took part in compensating for spurious signals from other symbols. As a result, the encoding of any pulse can lead to a change in the unevenness of the code message. Thus, the use of such a design for fulfilling the radiometric parameters indicated above is called into question.

The data obtained allowed us to draw conclusions on the use of this design, namely, this design is suitable for the following special cases:

1. The delay of the last information pulse is less than the delay time of the first false signal (double pass signal of the first information pulse). Such a principle of operation of a multi-channel tag is described in [4], where the initial delay of the first response pulse is 1 μs , the number of pulses is 16, and the delay time of the last pulse is not more than 2 μs .

2. The level of suppression of false signals is about 18–20 dB. For example, due to incomplete reflection of energy from RS groups, i.e. partial reflection of energy, the dynamic range between the main signal and

spurious signals will increase, but the attenuation in the main impulse response will increase, which will ultimately lead to a decrease in the operating range of the RFID. A similar solution was obtained in [6].

4. New multi-channel RFID tag design

At the second stage, it was decided to switch to a new design. The proposed design of a multi-channel RFID tag allows you to increase the dynamic range between "0" and "1" with amplitude label coding, which, in turn, will simplify further signal processing.

To accomplish the task, an unidirectional transducer is used as an input element that converts a radio pulse into a SAW, which ensures maximum radiation of energy in a given direction. In order to realize unidirectional propagation of a SAW, an interdigital transducer (IDT) is installed between the two arms of a U-shaped multi-strip coupler (MSC) with equal energy division so that the condition $\theta_1 - \theta_2 = \pi/2$ is fulfilled. In this case, the wave excited by IDT and propagating in opposite directions reaches the electrodes of the U-shaped MSC with different phase delays depending on the position of the transducer inside the coupler, thereby providing unidirectional radiation.

A key element that allows to increase the dynamic range between "0" and "1" is the MSC, which provides the complete transfer of energy emitted by the input transducer from the acoustic channel of the aperture $W1$ formed by IDT to the acoustic channel of the aperture $W2$, where reflective structures (RS) are installed forming an identification coded sequence of pulses (fig. 15). Aperture $W2$ is determined by the requirements to ensure the necessary information capacity of the RFID tag, i.e. number of RS. The maximum suppression of double-pass pulses is achieved when installing MSC between the input transducer and reflective structures, since the acoustic energy reradiated by MSC reaches the RS and is divided into N channels, the number of which corresponds to the number of RS. In the case of reflection from the input transducer, the acoustic energy is once again divided into N channels, which allows for even greater suppression of double and subsequent pass pulses.

To exclude the possibility of the surplus energy generated by the RS from one acoustic channel to another, at the design stage of the RFID tag, their spatial separation is provided taking into account the diffraction divergence of the SAW radiated by reflective structures. The minimum distance from the input transducer to the nearest reflective structure is determined from the condition of ensuring reliable identification of the object.

In fig. 14 is a structural diagram of a multi-channel RFID tag, on which are indicated: $W1$ — aperture of the acoustic channel formed by IDT I , $W2$ — aperture of the acoustic channel, determined by the number of operating systems located in it; IDT I is installed be-

tween the two arms of MSC 2 so that $\theta_1 - \theta_2 = \pi/2$ (phase shift).

The RFID tag works as follows: when an interrogation pulse is applied to the input IDT I , a SAW is generated, propagating from the transducer in opposite directions. Upon reaching the SAW electrodes of the U-shaped MSC with different phase delays depending on the position of IDT I inside the coupler, a condition is fulfilled that allows the implementation of unidirectional SAW radiation (summation of the two waves originally emitted by IDT I in opposite directions) in the acoustic channel of the aperture $W1$ determined by the aperture IDT I taking into account diffraction divergence. The total SAW energy emitted in one direction and having an aperture $W1$ reaches a multiband coupler (compressor) 3, which ensures the complete transfer of the acoustic energy emitted by the input transducer from the acoustic channel of the aperture $W1$ to the acoustic channel of the aperture $W2$, determined by the requirements for ensuring the information capacity of the RFID tag (number RS). Having reached the RS, the acoustic energy of the SAW in the acoustic channel of the aperture $W2$ is divided into N channels, the number of which corresponds to the number of RS forming the information signal. The reflected waves, which, in turn, are generated by the RS, return with certain time delays to the compressor, where their energy is transferred to the acoustic channel of the aperture $W1$ and then arrives at the input IDT I , where it is converted into a radio pulse containing an encoded information signal.

To increase the information capacity of the RFID tag, its design can be performed in a single housing on $m + 1$ piezoelectric substrates with a common input, on each of which the RSs are located relative to the input transducer with an offset providing the necessary time delay of the information signal pulses, eliminating the possibility of their imposition.

The proposed design allows to completely eliminate the electrical interaction between the acoustic channels, which significantly reduces the degree of mutual distortion of the pulses of the information signal. The dynamic range between the identification "0" and "1" allows you to ensure maximum distinguishability of the pulses of the information signal during its further processing. Also, the advantages of the proposed design include the small size of the piezoelectric substrate, which allows for compactness of the final product (RFID tags).

Figs. 15 and 16 show the impulse responses of an experimental sample (fig. 17), consisting of 18 characters, made on a 128° YX -cut of a LiNbO_3 substrate. The pulse response was aligned in amplitude by increasing the aperture of the RS at large delay times. The coding "0" in the experimental samples was carried out by applying an acoustic absorber to the RS of the corresponding information symbol.

An analysis of the main parameters of the manufactured SAW RFID tags by the impulse response showed

that the minimum insertion loss does not exceed 38 dB. The level of amplitude non-uniformity in the measured impulse response does not exceed 5 dB. The level of false signals is at least 23 dB. Thus, the new unique design allows you to work with the RS with a large reflection coefficient and obtain a dynamic range of at least 23...25 dB for false signals. The new design, due to the use of the coupler, minimizes all acoustic reflections and re-reflections inherent in the "classic" multi-channel tag scheme, and is able to work at any time delays, without the risk of false signals.

The proposed design of the SAW RFID tag can be used in a transponder that identifies and records the effects of destabilizing factors on the guarded object, if IDT is used as an RS.

Conclusion

The growing interest in radio frequency identification systems based on surface acoustic waves is due, on the one hand, to successes in the field of technology and design of acoustoelectronic devices, and, on the other hand, to progress in the design of identification systems, dictating new, more stringent requirements for RFID tags.

The presented analysis of the design features of passive RFID tags on SAWs and the results of practical implementation of samples operating in the range up to 1 GHz showed that the RFID complex on SAWs is capable of solving a number of tasks for wireless reading of data.

Outside of the scope of this publication, consideration has been given to the use of certain information symbols as sensor pulses of physical quantities that make it possible to monitor the state of an object. But this topic requires a separate detailed description.

In the implemented new design of a multi-channel SAW tag, the dynamic range between "0" and "1" with amplitude coding is significantly increased, which simplifies further processing of the information signal.

The minimal influence of spurious signals on the main information pulses allows the use of other types of coding at the physical level — time-positional, phase and frequency. In this case, it is not necessary to introduce unique phase shifts for each information symbol.

References

1. **Goremykin N. I., Koigerov A. S., Smelov I. N.** Miniaturnye radioidentifikatory na poverhnostnyh akusticheskikh volnah, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2013, no. 2 (151), pp. 37–45 (in Russian).
2. **Balysheva O. L., Griror'evskij V. I., Guljaev Ju. V., Dmitriev V. F., Mansfel'd G. D.** Akustojelektronnye ustrojstva obrabotki i generacii simalov. Princi py raboty, rascheta i proektirovaniya / Ed. akad. RAN Ju. V. Guljaev, Moscow, Radiotekhnika, 2012, 576 p. (in Russian).
3. **Reindl L., Ruile W.** Programmable Reflectan for SAW-ID-Tags. *IEEE Ultrasonics Symp. Proc.*, 1993, pp. 125–130.
4. **Plessky V. P., Kondratiev S. N., Stierlin R., Nyffeler F.** SAW Tags: New Ideas, *Proc. 1995 IEEE Ultrasonics Symp.*, 1995, pp. 117–120.
5. **Dorokhov S. P., Knjazev I. A., Salov A. S.** Mnogokanal'naja otrazhatel'naja linija zaderzhki na poverhnostnyh akusticheskikh volnah. Patent RU 2522886 (in Russian).
6. **Dorokhov S. P., Kozlov V. A., Salov A. S.** Optimizacija konstrukcii mnogokanal'noj OLZ na PAV. Proektirovanie i tehnologija jelektronnyh sredstv, *Proectirovanie i tekhnologija jelektronnih sredstv*, 2017, no. 2, pp. 22–26 (in Russian).
7. **Campbell C. K.** Surface Acoustic Wave Devices for Mobile and Wireless Communications. Boston: Academic Press, 1998. 631 p.
8. **Dmitriev V. F.** Vyvod modifitsirovannyh uravnenij svjazannyh poverhnostnyh akusticheskikh voln, *Radiotekhnika i jelektronika*, 2009, vol. 54, no. 9, pp. 1134–1143 (in Russian).
9. **Auld B. A.** Acoustic Fields and Waves in Solids. New York, Wiley, 1973. 414 p.

УДК 621.372.21

DOI: 10.17587/nmst.21.593-599

Т. М. Хуснутдинов, начальник ОКБ, htimur@mail.ru, **Г. В. Белоглазов**, вед. инженер, reversgt@mail.ru, **А. К. Евдокимов**, инженер-конструктор I категории, video270@gmail.com
ПАО "Казанский электротехнический завод", г. Казань, 420054, Российская Федерация, Республика Татарстан

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КОНТУРОВ ПРИБОРОВ СВЧ НА ВЫСОКОМ УРОВНЕ МОЩНОСТИ

Поступила в редакцию 15.05.2019

Рассматривается проблематика процесса проектирования контуров генератора высокой мощности СВЧ-диапазона. В частности, приведен пример решения задачи проектирования входного контура, разобраны метод измерения S-параметров на высоких уровнях мощности и усовершенствованный метод испытания на электропрочность.

Ключевые слова: электропрочность, измерение S-параметров, высокая мощность, сверхвысокие частоты, стоячая волна, коэффициент стоячей волны, импульсная мощность

В настоящее время актуальной задачей процесса проектирования контуров генераторов высокой мощности СВЧ-диапазона (ГВЧ СВЧ) является экономия объемов изделия без потери требуемых характеристик, связанных с ограничением геометрических объемов корпуса прибора [1–5]. При выборе размеров коаксиальной линии передачи должны выполняться три основных требования: обеспечение характеристик отражения в необходимом рабочем диапазоне, возможность передачи больших мощностей, обеспечение малого затухания.

Обычно с учетом возможностей короткого замыкания линии допустимая мощность $P_{доп}$ составляет примерно $0,2–0,3P_{пред}$. Коэффициент запаса электрической прочности $K = P_{доп}/P_{пред}$ учитывает наличие шайб и различного рода неоднородностей в линии передачи. В связи с тем, что экономия пространства не позволяет закладывать двух- и трехкратные запасы по размерам зазоров элементов конструкции, определение электрической прочности конструкции контуров разных геометрических сечений на высоких уровнях мощности является достаточно сложной проблемой. При проектировании прибора для первичной оценки параметров отдельных составных частей лампового генератора высокой мощности использовали векторный прибор ОБЗОР-304. Во избежание пробоев после окончательной сборки всех контуров, а также для проверки повторяемости параметров, снятых на низких уровнях мощности, необходимо разработать методику проверки СВЧ-тракта при подключении на вход источника высокой мощности.

На сверхвысоких частотах передача энергии по волноводной линии не может быть охарактеризована значением токов и напряжений, как это имеет

место, например, в случае двухпроводных линий. При прохождении волны по волноводному тракту значения токов и напряжений зависят от точек измерений и не являются однозначными характеристиками. К тому же нет надежных способов, позволяющих измерить на таких частотах абсолютные значения напряжений и токов. Поэтому основной характеристикой в различных видах измерений чаще выступает значение мощности, переносимой волной.

Наиболее распространенные методы измерения мощности основаны на преобразовании энергии волны в теплоту. Так, например, измерение температуры воды, протекающей в трубке, проходящей через волновод, используется для определения мощности в так называемых калориметрических измерителях, которые применяют на уровнях непрерывной мощности порядка ватта и выше. Привлекательным качеством тепловых измерителей мощности является возможность их калибровки постоянным током или переменным током на низкой частоте, когда через бареттер (термистор) пропускают ток такого значения, при котором изменение сопротивления этого элемента было равно изменению его сопротивления при поглощении СВЧ-сигнала. Исходя из этого, для проведения испытаний была выбрана модель ваттметра поглощаемой мощности МЗ-56.

В качестве примера для испытания методики и подбора диаметра центрального проводника коаксиальной линии трансформатора сопротивлений (входного контура) на высоком уровне мощности предлагается следующая схема включения приборов (рис. 1).

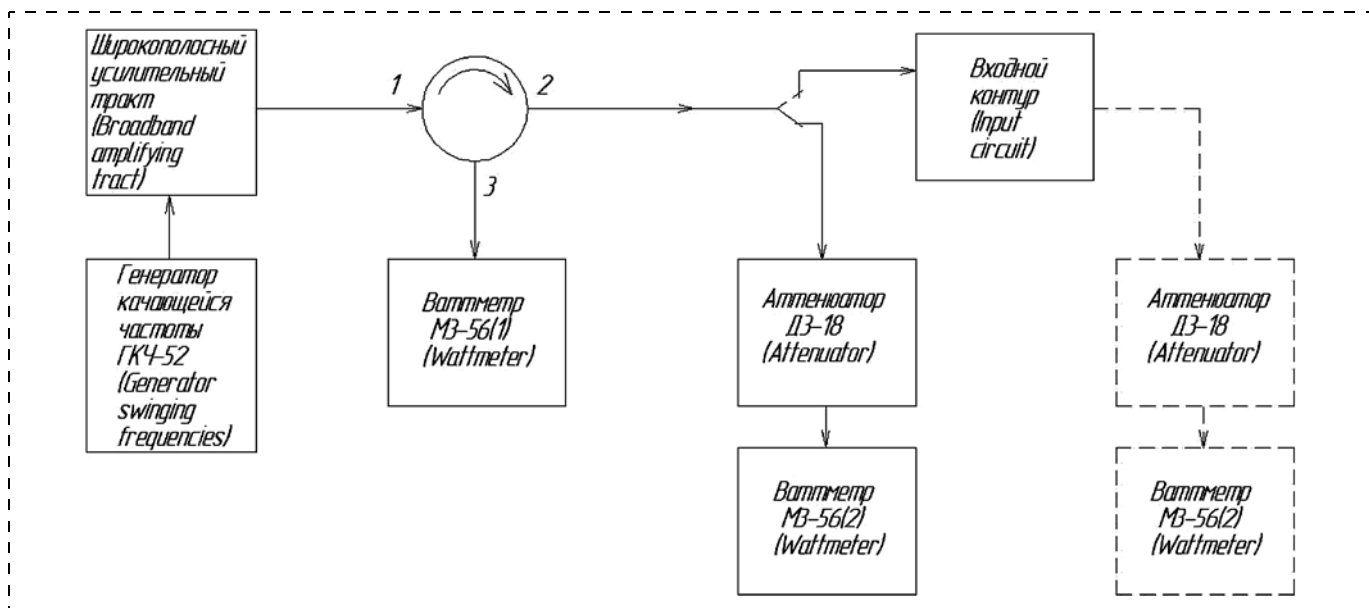


Рис. 1. Упрощенная структурная схема включения приборов

Fig. 1. Simplified block diagram of connection of the devices

Упрощения структурной схемы внесены в части уменьшения отображаемых элементов тракта, таких как широкополосные трансформаторы сопротивлений, необходимые для согласования коаксиального тракта генератора, усилителя и входного контура с импедансом 75 Ом и импеданса 50 Ом измерительного блока ваттметра поглощаемой мощности.

Передача и усиление мощности в ГВЧ СВЧ происходит следующим образом: сигнал с мало-мощного генератора качающейся частоты ГКЧ-52 из комплекта прибора Р2-52 подается на усилительный тракт. После усиления широкополосным усилительным трактом до требуемого уровня мощности сигнал через циркулятор подается на входной контур.

С помощью ферритового циркулятора из основной коаксиальной линии, к которой присоединен исследуемый контур, в линию третьего плеча, связанную с ваттметром поглощаемой мощности М3-56(1), передается часть мощности, отраженной от нагрузки волны. Действие ферритового циркулятора основывается на явлении поперечного магнитного резонанса, или эффекта смещения поля в ферритах. Анизотропные свойства феррита проявляются при внесении в его поле постоянного магнита. Подбирая диаметр феррита и значение напряженности поля постоянного магнита, можно при сложении поверхностных волн обеспечить расположение пучности напряженности электрического поля в центре одного плеча, а узла напряженности в центре другого плеча. Этим обеспечивается, что энергия из первого плеча передается во второе и не поступает в третье. И аналогично отраженная энергия, поступающая на второе плечо, проходит на третье, не просачиваясь в первое. В работе используется стандартный прибор, разработанный под требования затухания и рабочего частотного диапазона. Максимальная импульсная мощность, которую возможно подать на данный тип циркулятора, достигает значения 20 кВт, что дает огромный запас и не вносит ошибки при проведении испытаний любых контуров, работающих до этого значения. Так как часть мощности, отражающаяся от входного контура, возвращается и проходит на ваттметр поглощаемой мощности М3-56(1) (рис. 1), необходимо строго контролировать наличие нагрузки на выходе измеряемого тракта, потому что полная мощность, отраженная от разомкнутого конца контура, вернется на циркулятор и выведет из строя измерительную головку прибора М3-56. Поочередно, на входе и выходе входного контура для измерения мощности устанавливается ваттметр поглощаемой мощности М3-56(2), сигнал на который проходит через калиброванный аттенюатор Д3-18 (рис. 1). Аттеню-

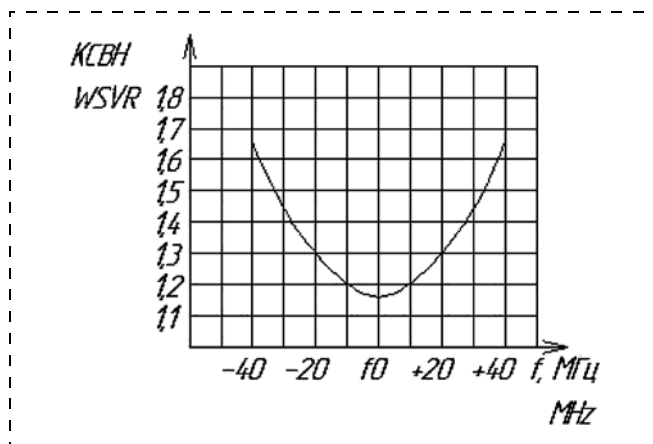


Рис. 2. Зависимость коэффициента стоячей волны (КСВН) входного контура от частоты

Fig. 2. Dependence of the standing wave ratio (SWR) of the input contour on frequency

атор необходим ввиду ограничения измеряемой прибором М3-56 непрерывной мощности, так как при пересчете на скважность допустимое значение измеряемой в данном случае непрерывной мощности превышено в 10 раз. Отраженная мощность, измеряемая ваттметром поглощаемой мощности М3-56(1), имеет значение почти на два порядка меньше, поэтому аттенюатор не требуется.

С выхода входного контура сигнал подается на мощную генераторную лампу (на рис. 1 не указана). Основной проблемой является подвод мощности к лампе через входной контур с потерей не более 0,5...1 дБ мощности задающего генератора. При прохождении через входной контур мощного сигнала при недостаточном диаметре коаксиальной линии может возникнуть электрический пробой, при этом мощность на выходе входного контура значительно падает. Падение мощности при прохождении через входной контур рассчитывается по показаниям ваттметров поглощаемой мощности М3-56 (1 и 2). Изменяя размеры внешнего и центрального проводников коаксиальной линии, находят такие их значения, при которых не наблюдается электрического пробоя при удовлетворении ограничений на геометрические размеры корпуса прибора.

Результаты измерений в виде зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) входа входного контура от частоты приведены на рис. 2.

Из рис. 2 видно, что полоса пропускания входного контура по уровню КСВН $\leq 1,5$ составляет 75 МГц. Указанное значение КСВН соответствует отражению от входа всего 4 % падающей мощности. Практически это означает, что в полосе частот 75 МГц влияние входного контура на амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) каскада усилите-

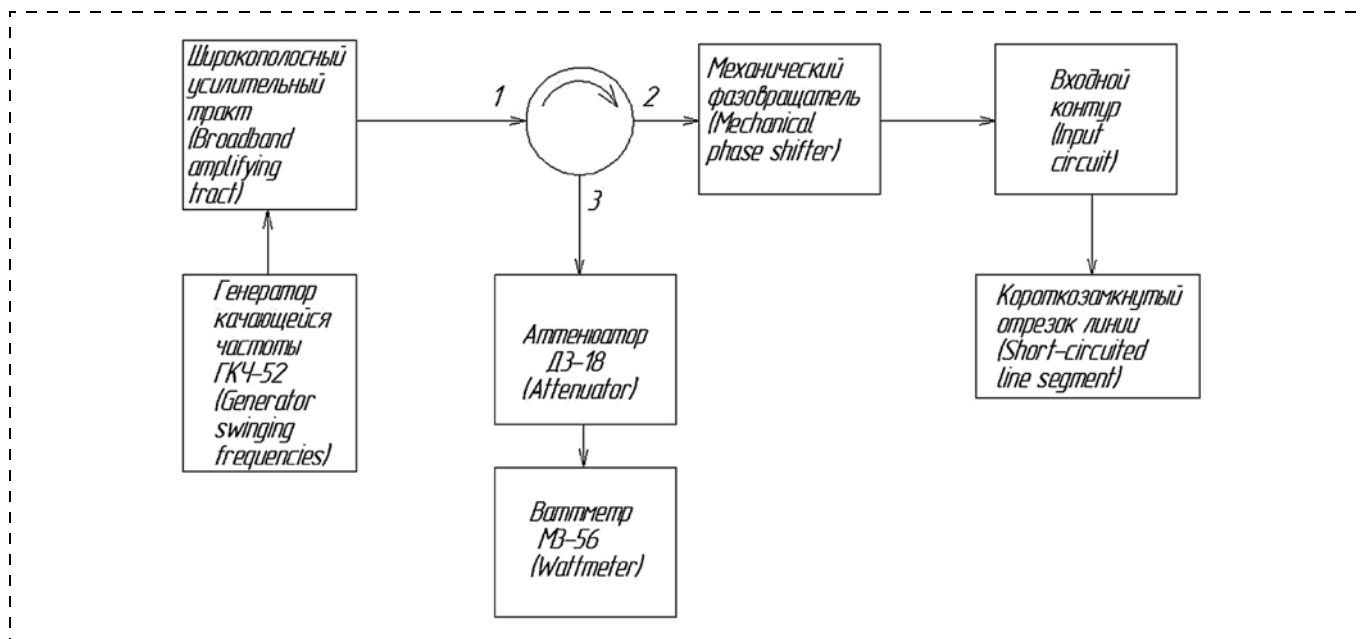


Рис. 3. Структурная схема установки для испытания электрической прочности

Fig. 3. Block diagram of the installation for testing of the electrical strength

ля, в том числе и при неравномерности 0,5...0,75 дБ (12...18 %), пренебрежимо мало.

В общем случае затухание в линии определяется как отношение мощности на выходе к входной мощности, поступающей на измеряемый узел. Затухание, вносимое аттенюатором, стоящим перед измерительным прибором (ваттметром) (см. рис. 1), подбирается, исходя из уровня входной мощности так, чтобы она была меньше предельного значения, которое может измерять выбранная модель ваттметра. Практика показала, что лучше всего подстраиваться на значение $P_{\text{макс}} = 10\%$, это значение обеспечивает необходимую точность измерения затухания. Для получения максимально корректного результата желательно проводить измерение на входе и выходе одним и тем же ваттметром.

Предложенный метод оценки электрической прочности был дополнительно доработан и усовершенствован, что позволило сэкономить материальные средства и время на проведение испытаний конструкции. На рис. 3 приведена доработанная схема установки для проверки электрической прочности.

При хорошем согласовании КСВ равен 1,05...1,1. В случае полного отражения волны (например, при замыкании линии отражающей металлической поверхностью) КСВ имеет значение, стремящееся к бесконечности.

Как видно из рис. 3, были проведены минимальные доработки, позволившие ужесточить испытания электрической прочности контуров в 2 раза, без дополнительных затрат на закупку более мощного усилительного тракта. Единственный до-

полнительный элемент, внесенный в схему, — механический фазовращатель, представляющий собой телескопическую коаксиальную линию, которая имеет подвижный поршень. Этот поршень имеет деления для отсчета значения его перемещения при настройке. За счет вращения фазы стоячих волн, образовавшихся при отражении от короткозамкнутого отрезка линии, можно добиться удвоения мощности, проходящей через испытуемый узел. Длина фазовращателя должна быть рассчитана такой, чтобы фаза падающей волны изменялась от 0 до 360°.

Наличие стоячих волн и их амплитуду контролируют по показаниям ваттметра поглощаемой мощности МЗ-56(1), плавным вращением фазы сигнала отраженной волны добиваются нахождения пика показания прибора, что свидетельствует об установлении в линии режима максимально жесткого испытания электропрочности.

Предложенная схема измерения параметров КСВН и затухания тракта позволяет проводить достаточно точные измерения параметров и качественную оценку электропрочности, несмотря на вносимые погрешности при пересчете на скажность импульсной мощности передатчика в непрерывную мощность, измеряемую ваттметром поглощаемой мощности, а также невозможность учесть затухание СВЧ-переходов на различные типы волноводного тракта.

Данная методика показала отличные результаты при многократном и успешном применении в испытаниях различных видах устройств СВЧ.

Список литературы

1. Ланцов В., Владимиров Е. Мощные высоковольтные источники питания. Ч. 3 // Силовая электроника. 2011. Т. 2, № 30. С. 49—56.
2. Гойхман М. Б., Громов А. В., Кладухин В. В., Ковалев Н. Ф., Колганов Н. Г., Палицин А. В. Об использовании циклотронных волн для вывода излучения из мощных релятивистских ламп обратной волны // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2014. Т. 57, № 4. С. 301—306.
3. Шилова О. А., Полякова И. Г., Петрова И. В., Ефимова Л. Н., Шорников Р. С., Хашковский С. В. Синтез и ис-

следование пленкообразующих композиций на основе кремнезоль и дисперсных оксидов для получения стекло-керамических электроизоляционных покрытий // Физика и химия стекла. 2015. Т. 41, № 6. С. 819—829.

4. Ланцов В., Эраносян С. Надежность силовых устройств в России: мифы и реалии, проблемы и пути решения. Ч. 5. Импульсные источники питания // Силовая электроника. 2009. № 21. С. 4—11.

5. Новоселец В. И., Панченко Л. В. Пути развития передающих приборов СВЧ для доплеровских РЛС на базе многолучевых клистронов // Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. 2012. № 2 (513). С. 3—10.

T. M. Khusnutdinov, Chief of Experimental Design Bureau, htimur@mail.ru,
G. V. Beloglazov, Leading Engineer, reversgt@mail.ru, **A. K. Evdokimov**, Engineer-designer of the 1st Category, video270@gmail.com, PAO Kazan Electrotechnical Plant, Kazan, 420054, Russian Federation, Republic of Tatarstan

Corresponding author:

Beloglazov Gleb V., Leading Engineer, PAO Kazan Electrotechnical Plant, Kazan, 420054, Russian Federation, Republic of Tatarstan, reversgt@mail.ru

Technique for Measurement of the Parameters of the Contours of the Microwave Devices at a High Power Level

Received on May 15, 2019

Accepted on July 29, 2019

The article presents the prospects for the process of designing of the contours of high power generator of the microwave range. In particular, it presents an example of a solution to the problem of the input contour design, a method for measurement of S-parameters at high power levels and an advanced method for testing of the electrical strength.

The block diagrams of the installations used for carrying out of the tests are provided, the main stages and details of the tests by the above technique are described. Also, the main features of the use of the applied standard measuring equipment and the parameters of the nodes with a narrow field of application and designed especially for the concrete tests according to the set requirements are also described.

The proposed scheme for measurement of the SWRV parameters and path attenuations allows us to perform rather accurate measurements of the S-parameters of the microwave devices at a high power level and carrying out of the quality evaluations of the electrical strength, despite the errors brought during a recalculation for porosity of the pulse power of a transmitter into a continuous power measured by a wattmeter and also, impossibility to take into account attenuation of the microwave transitions to various types of a waveguide path.

Keywords: *electrical strength, S-parameter measurement, high power, ultra high frequency, standing wave, standing wave ratio, pulse power*

For citation:

Khusnutdinov T. M., Beloglazov G. V., Evdokimov A. K. Technique for Measurement of the Parameters of the Contours of the Microwave Devices at a High Power Level, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 10, pp. 593—599.

DOI: 10.17587/nmst.21.593-599

A topical problem in designing of the contours of the high power generators of the microwave range (microwave HPG) is saving of the volumes of a product without a loss of the required characteristics connected with restriction of the geometrical volumes of the case of a device [1—5]. During selection of the sizes of a coaxial transmission line three main requirements have to be

met: provision of the reflection characteristics in the necessary working range, a possibility of a big power transfer, and ensuring of a small attenuation.

Usually, taking into account chances of a short circuit in a line, the admissible power of $P_{\text{доп}}$ equals to about 0.2—0.3 of $P_{\text{пред}}$. The coefficient of the reserve of the electrical strength $K = P_{\text{доп}}/P_{\text{пред}}$ takes into ac-

count the existence of washers and different kinds of heterogeneities in a transmission line. Since the necessity to save the space does not allow us to envisage double and triple reserves in relation to the sizes of the gaps of the design elements, determination of the electric strength of a design of the contours of different geometrical sections at high power levels is a rather complex problem. During designing of the device, for a primary assessment of the parameters of the separate components of a vacuum tube generator of high power OBZOR-304 vector device was used. In order to avoid breakdowns, after the final assembly of all the contours and also for testing of the repeatability of the parameters taken at low power levels, it is necessary to develop a technique for checking of the microwave path during connection to the input of a source of high power.

At the ultrahigh frequencies the transmission of energy via a waveguide line cannot be characterized by the value of the currents and voltages, as it takes place, for example, in case of the two-wire lines. When a wave goes via a waveguide path, the values of the currents and voltages depend on the points of measurements and are not single-valued characteristics. Besides, there are no reliable methods allowing us to measure the absolute values of the voltages and currents on such frequencies. Therefore, frequently, the main characteristic in different types of measurements is the value of the power transferred by a wave.

The most widespread methods for power measurement are based on transformation of the wave energy into warmth. Thus, for example, the measurement of the water temperature proceeding in a tube, passing through a waveguide, is used for determination of the power in the so-called calorimetric measuring instruments, which are applied at the levels of continuous power of about a watt and over. An attractive quality of the thermal measuring instruments of power is a possibility of their calibration by a direct current or alternating current at a low frequency, when through a barretter (thermistor) a current is passed of such a value at which the variation of the resistance of this element is equal to the variation of its resistance during absorption of a microwave signal. Proceeding from this, for carrying out of the tests M3-56 model of a wattmeter of the absorbed power was chosen.

As an example for testing of the technique and selection of the diameter of the central conductor of the coaxial line of the transformer of the resistances (of the input contour) at a high power level, the following circuit for connection of the devices (fig. 1) is offered.

Simplifications of the block diagram were introduced concerning the reduction of the displayed elements of the path, such as broadband transformers of resistances, necessary for coordination of the coaxial path of the generator, the amplifier and the input contour with impedance of 75 and 50 Ω of the impedance

of the measuring unit of the wattmeter of the absorbed power.

The transfer and amplification of power in a microwave high-frequency generator proceeds in the following way: the signal from GKCh-52 low-power generator of the swept frequency from P2-52 set of the device is supplied to the amplifying path. After amplification by the broadband path up to the required power level the signal is supplied to the input contour through the circulator.

By means of the ferrite circulator from the main coaxial line, to which the studied contour is connected, part of the power reflected from the wave loading is transmitted to the line of the third shoulder connected to M3-56(1) wattmeter of the absorbed power. Action of the ferrite circulator is based on the phenomenon of the cross magnetic resonance, or effect of the field shift in the ferrite. The anisotropic properties of the ferrite become pronounced, when a permanent magnet is introduced into its field. By selecting the diameter of the ferrite and the value of the voltage of the field of a permanent magnet, during addition of the surface waves it is possible to ensure an arrangement of the voltage antinode of the electric field in the center of one shoulder, and the voltage node in the center of the other shoulder. Due to this the energy from the first shoulder is transmitted to the second one, but it does not come to the third one. And, in a similar way, the reflected energy coming to the second shoulder passes to the third one, without infiltration into the first one. In the work the standard device developed for the requirements of attenuation and working frequency range is used. The maximal pulse power, which can be supplied to this type of a circulator, reaches the value of 20 kW, which ensures a huge reserve and will not introduce mistakes in carrying out of the tests of any contours working up to this value. Since the part of the power, which is reflected from the input contour, comes back and passes to M3-56(1) wattmeter of the absorbed power (fig. 1), it is necessary to control strictly existence of a load at the output of the measured path, because the full power reflected from the opened end of the contour will return to the circulator and knock out the measuring head of M3-56 device. Serially, on the input and output of the input contour, for measurement of power M3-56 (2) wattmeter of the absorbed power is installed, to which the signal comes through D3-18 calibrated attenuator (fig. 1). The attenuator is necessary in view of the restriction on the measured M3-56 continuous power, because during a recalculation for porosity, the admissible value of the continuous power measured in this case is exceeded in 10 times. The reflected power measured by M3-56(1) wattmeter of the absorbed power has the value nearly by two orders less, therefore, an attenuator is not required.

From the output of the input contour the signal is supplied to a powerful oscillating tube (not shown in fig. 1). The main problem is to ensure a power supply to the tube through the input contour with a loss of not more than 0.5...1 dB of the power of the setting generator. When a powerful signal passes through the input contour in case of an insufficient diameter of the coaxial line, there can be an electrical breakdown, at that, the power at the output of the input contour falls considerably. The falling of power during passing through the input contour is calculated according to the indications of M3-56 wattmeters of the absorbed power (1 and 2). By changing the values of the external and central conductors of the coaxial line, we find such their values, at which an electrical breakdown is not observed, if the restrictions for the geometrical sizes of the case of the device are satisfied.

The results of measurements in the form of a dependence of the standing wave ratio on voltage (VSWR) of the input of the input contour on frequency are presented in fig. 2.

From fig. 2 it is visible that the pass band of the input contour by level of $VSWR \leq 1.5$ equals to 75 MHz. The above value of VSWR corresponds to the reflection from the input of only 4 % of the falling power. Practically, this means that in the band of frequencies of 75 MHz the influence of the input contour on the amplitude-frequency characteristic (AFC) of the amplifier cascade is negligible, including in case of the unevenness of 0.5...0.75 dB (12...18 %).

Generally, attenuation in the line is defined as the relation of power at the output to the input power, coming to the measured node. The attenuation brought by the attenuator facing the measuring device (wattmeter) (see fig. 1), is selected proceeding from the level of the input power so that it would be less than the limit value, which the selected wattmeter model can measure. Practice shows that it will be best of all to adapt for the value of $P_{\text{макс}} = 10$ %, because this value ensures the necessary accuracy of measurement of the attenuation. For obtaining of the most correct result it is desirable to take measurements at the input and at the exit by the same wattmeter.

The proposed method for assessment of the electrical strength was additionally finished and improved, which made it possible to save material means and time for carrying out of the tests of the design. Fig. 3 presents a modified circuit of the installation for checking of the electrical strength.

In case of a good coordination SWR equals to 1.05...1.1. In case of full wave reflection (for example, if a short circuit in the line is caused by the reflecting metal surface) SWR has a value tending to infinity.

As it is visible from fig. 3, minimal changes were introduced, which allowed us to double the toughness of

the tests of the electrical strength of the contours without additional costs for purchase of a more powerful amplifying path. The only additional element introduced in the circuit is a mechanical phase shifter representing a telescopic coaxial line, which has a movable piston. This piston has dial graduations for a readout of the values of its movement during its adjustment. Due to the phase rotation of the standing waves formed during reflection from a short-circuited section of the line it is possible to achieve doubling of the power passing through the examined node. The length of the phase shifter should be calculated so that the phase of the falling wave would vary from 0 up to 360.

Existence of the standing waves and their amplitude are controlled by the indications of M3-56(1) wattmeter of the absorbed power, due to a smooth rotation of the signal phase of the reflected wave, the peak of the instrument reading is found, which demonstrates establishment of the mode of the most rigid testing of the electrical strength in the line.

The proposed circuit for measurement of the VSWR parameters and attenuations of the path allows us to take rather accurate measurements of the parameters and ensure a quality assessment of the electrical strength despite the errors introduced during recalculation for porosity of the pulse power of the transmitter into the continuous power measured by a wattmeter of the absorbed power, and also impossibility to consider attenuation of the microwave transitions to various types of the waveguide path.

This technique demonstrated excellent results during its repeated and successful applications in tests of different kinds of the microwave devices.

References

1. **Lancov V., Vladimirov E.** Moshchnye vysokovol'tnye istochniki pitaniya. CHast' 3, *Silovaya elektronika*, 2011, vol. 2, no. 30, pp. 49—56 (in Russian).
2. **Gojhman M. B., Gromov A. V., Kladuhin V. V., Kovaliev N. F., Kolganov N. G., Palicin A. V.** Ob ispol'zovanii ciklotronnykh voln dlya vyvoda izlucheniya iz moshchnykh relyativistskiy lamp obratnoy volny, *Izvestiya vysshiy uchebnykh zavedeniy. Radiofizika*, 2014, vol. 57, no. 4, pp. 301—306 (in Russian).
3. **Shilova O. A., Polyakova I. G., Petrova I. V., Efimova L. N., Shornikov R. S., Hashkovskij S. V.** Sintez i issledovanie plenkoobrazuyushchih kompozitsiy na osnove kremenezolej i dispersnykh oksidov dlya polucheniya steklokeramicheskikh elektroizolyacionnykh pokrytij, *Fizika i himiya stekla*, 2015, vol. 41, no. 6, pp. 819—829 (in Russian).
4. **Lancov V., Eranosyan S.** Nadezhnost' silovykh ustrojstv v Rossii: mify i realii, problemy i puti resheniya. CHast' 5. Impul'snye istochniki pitaniya, *Silovaya elektronika*, 2009, no. 21, pp. 4—11 (in Russian).
5. **Novoselec V. I., Panchenko L. V.** Puti razvitiya peredayushchih priborov SVCH dlya doplerovskiy RLS na baze mnogoluchevykh klitronov, *Elektronnaya tekhnika. Seriya 1: SVCH-tekhnika*, 2012, no. 2 (513), pp. 3—10 (in Russian).

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

УДК 621.382.323, 538.911

DOI: 10.17587/nmst.21.600-610

М. В. Ревин, нач. лаб., revinmaxim@gmail.com, **В. А. Беляков**, канд. физ.-мат. наук, вед. науч. сотр., dragon_bel@mail.ru, **В. А. Иванов**, вед. инженер-технолог, episalut@mail.ru, **А. П. Котков**, канд. хим. наук, нач. научно-произв. отд-ния, saluthps@mail.ru, **А. Г. Фефелов**, нач. отд. fefelovandrey@gmail.com, ОАО "НПП "Салют", Нижний Новгород, 603950, **Е. В. Демидов**, канд. физ.-мат. наук, науч. сотр., demidov@ipmras.ru, **М. Н. Дроздов**, канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотр., drm@ipmras.ru, **П. А. Юнин**, канд. физ.-мат. наук, науч. сотр., yunin@ipmras.ru, **В. И. Шашкин**, д-р физ.-мат. наук, зав. отделом, Институт физики микроструктур РАН, дер. Афонино, Нижегородская обл., 603087

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ КАНАЛА pHEMT-ГЕТЕРОСТРУКТУР (Al-In-Ga)As, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ МЕТАЛЛООРГАНИЧЕСКОЙ ГАЗОФАЗНОЙ ЭПИТАКСИИ

Поступила в редакцию 11.07.2019

В ходе выполнения работы был реализован комплексный подход к формированию и диагностике гетероэпитаксиальных pHEMT-структур (pseudomorphic High Electron Mobility Transistors) AlGaAs/InGaAs/GaAs, выращенных методом металлоорганической газофазной эпитаксии, включающий исследование особенностей роста, а также структурных и электрофизических характеристик. Была проведена оптимизация параметров, — состава и толщины, — канального слоя InGaAs в целях получения наилучших электрофизических характеристик гетероструктуры. Результаты оптимизации продемонстрированы на примере изготовления малошумящих усилителей для частот 6...16 ГГц.

Ключевые слова: арсенид галлия, металлоорганическая газофазная эпитаксия, псевдоморфные гетероэпитаксиальные структуры AlGaAs/InGaAs/GaAs, pHEMT, СВЧ малошумящие усилители

Введение

Ключевыми параметрами, определяющими транспортные и СВЧ-характеристики полевых pHEMT-транзисторов на основе псевдоморфной гетероструктуры AlGaAs/InGaAs/GaAs, являются концентрация (n_s) и подвижность (μ_e) двумерного электронного газа (ДЭГ), локализованного в канале InGaAs. Эти параметры в значительной степени определяются конструкцией pHEMT-гетероструктур: глубиной квантовой ямы, зависящей от мольных долей индия X_{In} и алюминия X_{Al} , уровнем легирования в донорном слое N^+ -AlGaAs, толщиной спейсерного (AlGaAs) и сглаживающего (GaAs) слоев. Целью оптимизации параметров pHEMT-гетероструктуры является повышение концентрации ДЭГ при сохранении высокой подвижности электронов.

Анализ литературных данных показывает, что вопросы оптимизации условий роста pHEMT-гете-

роструктур методом молекулярно-пучковой эпитаксии (МПЭ) изучены достаточно подробно [1]. Уделено внимание связи параметров широкозонных слоев AlGaAs, в том числе спейсерного [2], донорного [3–6], буферного [7] и барьерных [8] слоев, с холловскими данными и выходными ВАХ pHEMT-транзисторов. Известно, что при превышении критической толщины слоя InGaAs/GaAs происходит пластическая релаксация, критически ухудшающая электрофизические свойства гетероструктуры. Значение критических толщин слоев $In_xGa_{1-x}As$ определяется мольной долей In и могут быть описаны моделью Мэтьюса — Блэкли [9, 10]. Сохранение структурного совершенства канального слоя $In_xGa_{1-x}As$ является необходимым условием для достижения высоких характеристик pHEMT-гетероструктур. До сих пор актуальными остаются исследования влияния мольной доли индия в канале и установление предельно допустимых

ее значений, обеспечивающих высокие электрофизические характеристики в *pHEMT*-гетероструктурах, выращенных методом МПЭ [11]. В нашей предыдущей работе [12] было описано получение методом металлоорганической газофазной эпитаксии (МОГФЭ) *pHEMT*-гетероструктур, не уступающим по параметрам аналогичным структурам, полученным методом МПЭ. Дальнейшие шаги по оптимизации конструкции структур сделаны в данной работе: проведено исследование влияния состава и толщины канального слоя на концентрацию и подвижность носителей в *pHEMT*-гетероструктуре, полученной методом МОГФЭ.

Экспериментальная часть

Исследования влияния параметров канального слоя на электрофизические характеристики ДЭГ проводили для *pHEMT*-гетероструктур с одноэлектронным объемным легированием (рис. 1).

Для эпитаксии использовали модифицированную установку металлоорганической газофазной эпитаксии EPIQUIP VP-502 RP [12]. Образцы *pHEMT*-гетероструктур выращивали в условиях непрерывного ростового процесса при температуре 670 °С и давлении 100 мбар. Скорость роста GaAs и $Al_{0,28}Ga_{0,72}As$ составляла 13,5 и 19,0 нм/мин, соответственно. Скорость роста $In_yGa_{1-y}As$ ($y = 0,12...0,24$) варьировалась в зависимости от мольной доли индия в диапазоне 14...17 нм/мин. Источниками элементов третьей группы (Ga, Al, In) выступали их метильные производные: триметилгаллий (ТМГ), триметилалюминий (ТМА) и триметилиндий (ТМИ). Источником мышьяка являлся арсин (AsH_3), источником легирующей примеси *n*-типа (Si) — газовая смесь моносилана (SiH_4) с водородом. Рабочее значение точки росы газа-носителя, — водорода, — в процессах эпитаксиального роста не превышало –100 °С. Подложками служили двухдюймовые пластины полуизолирующего арсенида галлия, разориентированные относительно плоскости (100) на 2° в направлении [110].

Структурные свойства образцов — толщины слоев и состав твердых растворов, исследовали методами вторично-ионной масс-спектрометрии (ВИМС) с помощью масс-спектрометра TOF.SIMS-5 с времяпролетным масс-анализатором и высокоразрешающей рентгеновской дифрактометрии (РД), дифрактометром Bruker D8 Discover. Морфологию поверхности гетероструктур изучали методом атомно-силовой микроскопии (АСМ) в контактном режиме на установке SolverPro (NT-MDT). Оптическое качество образцов исследовали методом низкотемпературной фотолюминесценции (ФЛ) при $T = 4,2$ К. Для возбуждения ФЛ использовали непрерывный лазер Nd:YAG, излучающий на длине волны 532 нм, для регистрации спектра —

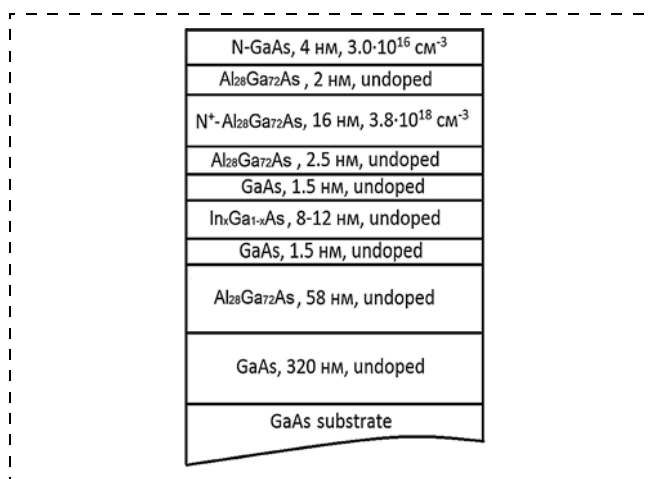


Рис. 1. Конструкция тестовых образцов *pHEMT*-гетероструктур
Fig. 1. Design of *pHEMT*-heterostructures test samples

двойной решеточный спектрометр с разрешением 0,3 нм и CCD-камеру. Измерения концентрации и подвижности носителей заряда в канале проводили методом Ван дер Пау.

Результаты и обсуждение

Для формирования *pHEMT*-гетероструктур с требуемыми параметрами по составу и толщине канального слоя были определены калибровочные кривые зависимости скорости роста эпитаксиальных слоев (ЭС) $In_xGa_{1-x}As$ и содержания индия $x(In)$ в них от мольных расходов используемых металлоорганических соединений (МОС). Варьирование параметров слоя $In_xGa_{1-x}As$ проводили за счет изменения мольного расхода и времени подачи ТМИ. Поток ТМГ поддерживали постоянным ($9,5 \cdot 10^{-6}$ моль/мин), соответствующим скорости роста ЭС GaAs — $13,3 \pm 0,2$ нм/мин. Измерения состава ЭС $In_xGa_{1-x}As$ показали, что соотношение атомов металлов индия и галлия в твердом растворе $In_xGa_{1-x}As$ ($X/(1-X)$) прямо пропорционально соотношению мольных расходов МОС ($N_{ТМИ}/N_{ТМГ}$). Коэффициент пропорциональности K в выражении характеризует распределение элементов между твердой и газовой фазами на границе. Отличие параметра K от единицы обусловлено различными коэффициентами диффузии продуктов распада соответствующих МОС к поверхности роста [13]. Аппроксимация полученной линейной зависимости позволила эмпирически определить коэффициент $K = 0,53$ для данной реализации ростовых условий.

Полученные экспериментальные зависимости скорости роста и состава твердого раствора $In_xGa_{1-x}As$ от мольного расхода ТМИ также имеют линейный вид. Определенные значения эффективности роста InAs и GaAs в нашем случае для системы ТМИ—ТМГ составили 900 и 1400 мкм/моль

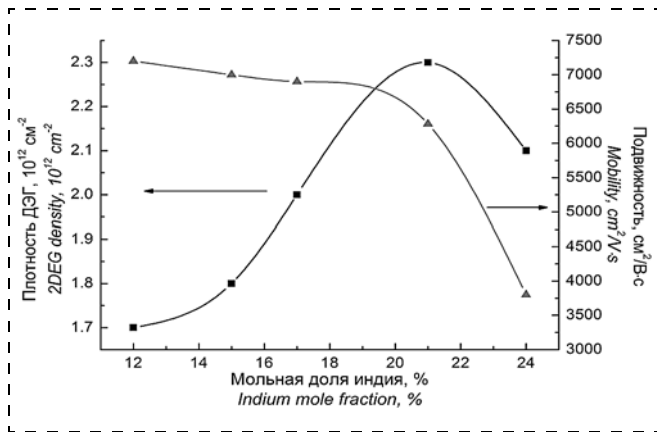


Рис. 3. Зависимость параметров ДЭГ от концентрации In при толщине канального слоя 12 нм

Fig. 3. Dependence of DEG parameters on the In concentration at a channel layer thickness of 12 nm

соответственно. Построение калибровочных зависимостей и экспериментальное определение параметров для используемых режимов роста позволило контролируемо и воспроизводимо выбирать поток ТМИ для формирования твердого раствора $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ с заданной мольной долей индия.

На этапе оптимизации параметров канального слоя $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ были изготовлены две серии образцов односторонне легированных $p\text{HEMT}$ -гетероструктур с дизайном согласно рис. 1. В первой серии варьировали только мольную долю индия $x(\text{In})$ в канале от 12 до 24 %, во второй серии — толщину канального слоя d от 8 до 12 нм при фиксированном значении $x(\text{In})$. Результаты количественного послойного ВИМС-анализа одной из выращенных в рамках работы $p\text{HEMT}$ -гетероструктур приведены на рис. 2 (см. третью сторону обложки).

Концентрацию атомного состава $p\text{HEMT}$ -гетероструктур y_{In} , x_{Al} и легирующей примеси N_{Si} методом ВИМС определяли в одном режиме измерений — регистрировались отрицательные вторичные ионы As, GaAs, AlAs, AlGaAs, InAs, InGaAs, SiAs, включая изотопы галлия ^{69}Ga и ^{71}Ga . Калибровка y_{In} для данного режима измерений проведена в работе [14], калибровку x_{Al} проводили аналогично [15] на основе данных рентгеновской дифракции. В ряде случаев применяли также восстановление данных ВИМС с учетом инструментального уширения — функции разрешения по глубине [16]. Это позволило реализовать для системы (Al-In-Ga)As методику количественного ВИМС-анализа составов и толщин эпитаксиальных слоев, как ранее это было сделано для HEMT -структур на основе AlGaIn [17]. Концентрацию N_{Si} определяли с использованием калибровки по тестовым структурам $\text{Al}_{0,28}\text{Ga}_{0,72}\text{As}$, легированных кремнием в интервале от $7 \cdot 10^{17}$ до $8 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$. Наличие методики полного количественного ВИМС-анализа позво-

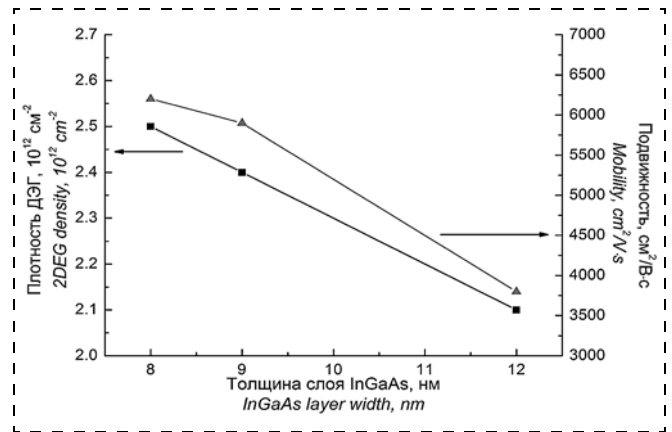


Рис. 4. Зависимость параметров ДЭГ от толщины канального слоя $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ при значении $x(\text{In}) = 24\%$

Fig. 4. Dependence the DEG parameters of the thickness of the $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ channel layer at a value of $x(\text{In}) = 24\%$

лило уточнять параметры HEMT -гетероструктур и корректировать ростовые условия для получения структур с заданным дизайном. Так, для ES-210 толщина легированного слоя $N^+\text{AlGaAs}$ составляет 17 нм, вместо ожидаемых 16 нм. Для толщины нелегированного спейсерного слоя получено значение 2,6 нм, что очень близко к технологическому параметру 2,5 нм. Толщина переднего сглаживающего слоя GaAs между спейсером и квантовой ямой (КЯ) составляет 1,8 нм. Толщину сглаживающего слоя GaAs на заднем ростовом фронте КЯ определить не удалось, ее максимальное значение составляет 0,5 нм. Толщина КЯ InGaAs в образце ES-210 составляет 12 нм. Для концентрации $x(\text{In}, \text{Al})$ и атомов легирующей примеси N_{Si} получены значения, также близкие к технологическим параметрам: $x(\text{Al}) = 28,2 \pm 0,5\%$; $y(\text{In}) = 17 \pm 0,7\%$; $N_{\text{Si}} = (4 \pm 0,2) \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$. Подобные измерения методом ВИМС были проведены для всех остальных образцов, исследуемых в данной работе. Наличие методик, позволяющих измерять структурные характеристики исследуемых образцов, дало возможность устанавливать однозначные связи: "условия роста" — "структурные свойства" — "электрофизические характеристики" и проводить оптимизацию ростовых условий и дизайна структур для улучшения электрофизических характеристик.

Электрофизические характеристики — графики зависимости концентрации и подвижности электронов в канале от варьируемых параметров $x(\text{In})$ и d представлены на рис. 3 и 4 соответственно. Сводные данные по измеренным значениям параметров ДЭГ для обеих партий $p\text{HEMT}$ -гетероструктур приведены в табл. 1. Анализ результатов холловских измерений образцов $p\text{HEMT}$ -гетероструктур с фиксированной толщиной канала 12 нм показывает, что последовательное повышение содержания индия в слоях $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ с 12 (ES-208)

до 21 % (ES-214) отражается на повышении плотности ДЭГ в канале с $1,7 \cdot 10^{12}$ до $2,3 \cdot 10^{12}$ см^{-2} (см. рис. 3), что согласуется с известными представлениями [9]. Дальнейшее повышение концентрации In до 24 % (ES-215) приводит к снижению n_s до $2,1 \cdot 10^{12}$ см^{-2} с одновременным резким падением подвижности электронов до $3800 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$. Для выяснения причин наблюдаемой деградации подвижности электронов нами были дополнительно выращены и измерены параметры ДЭГ в серии образцов *pHEMT*-гетероструктур с составом аналогично ES-214 ($x(\text{In}) = 24 \%$), но различной толщиной канального слоя (рис. 4).

Результаты холловских измерений показывают, что утонение слоя $\text{In}_{24}\text{Ga}_{76}\text{As}$ с 12 до 8 нм приводит к существенному повышению плотности электронов в канале и их подвижности до значений с $2,1 \cdot 10^{12}$ см^{-2} и $3800 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ до $2,5 \cdot 10^{12}$ см^{-2} и $6200 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$. Наблюдаемая взаимосвязь транспортных характеристик *pHEMT*-гетероструктур со структурными параметрами канального слоя $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ может быть объяснена с точки зрения его структурного совершенства. С ростом концентрации индия в слое твердого раствора $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ и толщины последнего наблюдается рост механических напряжений в слое и, как следствие, рост числа дефектов, являющихся центрами рассеяния и захвата носителей заряда. Более подробное исследование структурного качества формируемого канала было выполнено методами РД, ФЛ и АСМ.

Анализ структурного совершенства формируемого канального слоя может быть выполнен на основании исследования морфологии поверхности ЭС $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}$. Для оценки влияния толщины и состава псевдоморфного слоя на качество его поверхности выращена серия гетероструктур

состава $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}$ с различными параметрами ЭС $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$. Морфологию поверхности слоя исследовали методом АСМ. Снимки поверхности гетероструктур приведены на рис. 5 (см. третью сторону обложки).

На поверхности образца ES-318 (рис. 5, *a*) наблюдается регулярная система макроступеней роста, свидетельствующая о слоисто-ступенчатом двумерном росте псевдоморфного слоя $\text{InGaAs}/\text{GaAs}$ по механизму Франка — Ван дер Мерве. Поверхность образца ES-283 (рис. 5, *b*) на фоне периодической системы макроступеней характеризуется значительным количеством дефектов роста в виде отдельных наноостровков. Возникновение данных дефектов обусловлено спонтанным локальным срывом двумерного слоисто-ступенчатого роста и переходом к образованию зародышей трехмерных нанокристаллов по механизму Странского — Крастанава. Плотность дефектов на поверхности образца $N_s \approx 3 \cdot 10^7 \text{ см}^{-2}$. Увеличение толщины псевдоморфного слоя $\text{In}_{24}\text{Ga}_{76}\text{As}$ до 50 нм в образце ES-284 (рис. 5, *c*) приводит к переходу к трехмерному росту по механизму Вольмера — Вебера ($N_s \approx 1 \cdot 10^9 \text{ см}^{-2}$), занимающих значительную часть поверхности. Деградация поверхности образца ES-284 обусловлена толщиной псевдоморфного слоя, существенно превышающей критическую толщину перехода от слоевого к трехмерному росту для $x(\text{In}) = 24 \%$.

Для характеристики ЭС InGaAs при отработке и оптимизации режимов роста требуются экспрессные методики неразрушающего контроля, позволяющие определять структурное качество выращенных эпитаксиальных слоев. Соответствующие методики, основывающиеся на РД и ФЛ измерениях, были отработаны на серии образцов КЯ InGaAs различной толщины и состава. При подгонке данных РД в программном комплексе *DIFFRAC.Leptos* [18] для экспрессной оценки дефектности эпитаксиального слоя по одной кривой дифракционного отражения использовался параметр "мозаичности", фактически включающий в себя статический фактор Дебая — Валлера — Кривоглаза, характеризующий дефектность эпитаксиальных слоев [19]. Методом ФЛ оценивали ширину пика ФЛ квантовой ямы. Был использован следующий параметр, характеризующий максимальное значение упругих напряжений в КЯ: произведение толщины слоя на концентрацию индия — Dx [нм · %]. На рис. 6 приведены значения мозаичности и ширины пика ФЛ в зависимости от параметра Dx .

Видно, что данные РД и ФЛ коррелируют. Сравнение результатов характеризации качества канального слоя независимыми методами позволило в дальнейшем ограничиться только рентгенодифракционными измерениями, даже для более сложных *pHEMT*-структур. На рис. 7 (см. третью сторону обложки) приведены кривые дифракцион-

Таблица 1
Table 1

Взаимосвязь характеристик ДЭГ в образцах *pHEMT*-гетероструктур с параметрами канального слоя $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$

Interrelation of the 2DEG characteristics of the samples of the pHEMT-heterostructures with the parameters of the channel layer of $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$

Номер образца <i>Number of a sample</i>	Молярная доля In в канале, $x(\text{In})$, % <i>Molar fraction of In in the channel, $x(\text{In})$, %</i>	Толщина канала $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$, d , нм <i>Thickness of the channel $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$, d, nm</i>	Параметры ДЭГ <i>2DEG parameters</i>	
			n_s , $\times 10^{12} \text{ см}^{-2}$	μ , $\text{см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$
ES-208	12	12	1,7	7200
ES-209	15	12	1,8	7000
ES-210	17	12	2,0	6900
ES-214	21	12	2,3	6300
ES-215	24	12	2,1	3800
ES-216	24	9	2,4	5900
ES-217	24	8	2,5	6200

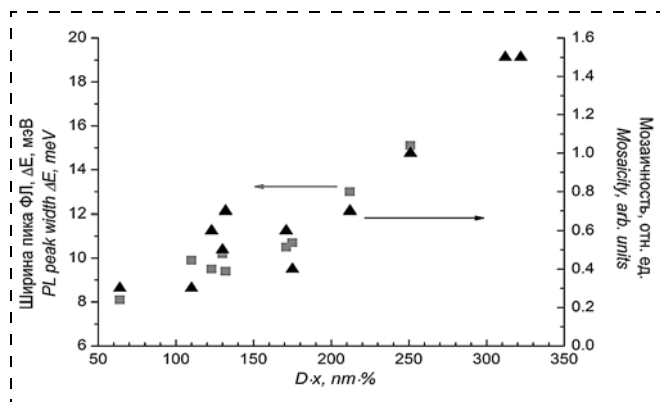


Рис. 6. Зависимость ширины пика ФЛ и "мозаичности" квантовой ямы InGaAs от параметра $D \cdot x$

Fig. 6. Dependence of the PL peak width and "mosaicity" of the InGaAs quantum well on the parameter $D \cdot x$

ного отражения (КДО) для серии *pHEMT*-гетероструктур, снятые $2\theta/\omega$ -сканированием вблизи отражения (004) подложки GaAs. Структуры в серии отличались только толщиной и параметрами состава канального слоя InGaAs. Искомые параметры канального слоя в случае псевдоморфного роста при подгонке определяются по положению и ширине пика с использованием только одной КДО. В случае значительной релаксации для корректного количественного определения состава слоя требуется анализировать дополнительно асимметричные отражения. В случае рутинного анализа качества эпитаксиальных гетероструктур такая процедура может быть излишней. Качественно о совершенстве структуры можно судить по амплитуде осцилляций толщинного контраста от слоев, покрывающих квантовую яму сверху. Эксперименты показывают, что эта характеристика КДО очень чувствительна даже к начальным этапам релаксации. Как видно из рис. 7 (см. третью сторону обложки), количественное описание ухудшения контраста осцилляций на КДО с помощью параметра мозаичности хорошо работает и для *pHEMT*-гетероструктур. Также было показано, что для *pHEMT*-гетероструктур параметр мозаичности коррелирует с электрофизическими характеристиками структур. При параметре мозаичности больше 0,8 наблюдается значительная деградация транспортных характеристик ДЭГ. Значения состава и толщины слоя InGaAs, определенные методом РД, хорошо совпадают с результатами количественного послыйного ВИМС-анализа *pHEMT*-структур. Таким образом, предложенная методика анализа *pHEMT*-гетероструктур методом РД может быть использована для рутинного количественного неразрушающего экспрессного контроля наиболее важных структурных параметров образцов.

Из представленных в табл. 1 данных видно, что наилучшие характеристики ДЭГ в наших экспери-

ментах демонстрируют образцы с параметрами канального слоя $x(\text{In}) = 21\%$, $d = 12$ нм (ES-214) и $x(\text{In}) = 24\%$, $d = 8$ нм (ES-217). Полученные значения концентрации и подвижности электронов соответствуют известным из литературы лучшим образцам односторонне легированных *pHEMT*-гетероструктур, выращенных методами МПЭ и МОГФЭ за рубежом [3, 11, 20, 21]. После оптимизации и сопоставления данных электрофизических измерений с результатами ФЛ, ВИМС, АСМ и РД в качестве рабочих параметров для канального слоя InGaAs были выбраны $x = 21\%$, $d = 12$ нм.

На основе оптимизированных *pHEMT*-гетероструктур были изготовлены тестовые СВЧ транзисторы с длиной затвора 70 нм и маломощные усилители (МШУ). Дискретные полевые транзисторы продемонстрировали хорошие выходные вольт-амперные характеристики с удельной крутизной 400 мСм/мм, удельным током насыщения 460...500 мА/мм и пробивным напряжением 14 В. Опытные образцы маломощных усилителей на основе оптимизированных *pHEMT*-структур показали достаточно большую выходную мощность, что позволило использовать их для предварительного усиления в умножителях частоты и в усилителях бегущей волны на частотах 6...16 ГГц. Соответствующие данные приведены в табл. 2.

Также следует отметить, что достигнутый в ходе отработки технологии МОГФЭ относительно небольшой разброс параметров (2—3 %) по площади двухдюймовых пластин обеспечивает выход годных изделий, сопоставимый со структурами, полученными методом МПЭ.

Таблица 2
Table 2

Результаты измерений СВЧ параметров МШУ, изготовленных на основе оптимизированных *pHEMT*-структур с односторонним легированием, полученных методом МОГФЭ
Results of measurements of the microwave LNA parameters made on the basis of the optimized *pHEMT*-structures with a selective doping received by the MOVPE method

Тип <i>pHEMT</i> -гетероструктуры Type of <i>pHEMT</i> -heterostructure	Результаты измерений СВЧ параметров МШУ Results of measurements of the microwave LNA parameters			
	Диапазон рабочих частот, ГГц Range of the working frequencies, GHz	Коэффициент усиления, K_y , дБ Amplification coefficient, K_y , dB	Коэффициент шума, $K_{ш}$, дБ Noise coefficient, $K_{ш}$, dB	Выходная мощность, мВт Output power, mW
<i>pHEMT</i> с односторонним легированием <i>pHEMT</i> with a selective doping	6...12 8...16	18,5... 19 20... 20,5	3 2,5	100

Заключение

В ходе выполнения работы был реализован комплексный подход к формированию и диагностике гетероэпитаксиальных *p*HEMT-структур AlGaAs/InGaAs/GaAs, включающий исследование особенностей роста структур методом МОГФЭ, а также их структурных и электрофизических характеристик. Это дало возможность устанавливать однозначные связи "условия роста" — "структурные свойства" — "электрофизические характеристики" и проводить оптимизацию ростовых условий и дизайна структур для улучшения электрофизических характеристик. Была проведена оптимизация структурных параметров — состава и толщины — канального слоя InGaAs в целях получения наилучших электрофизических характеристик гетероструктуры. В итоге оптимизации в качестве рабочих параметров слоя $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ были выбраны $x = 21\%$, $d = 12$ нм. Полученные методом МОГФЭ *p*HEMT-гетероструктуры с оптимизированными параметрами канального слоя продемонстрировали значения плотности и подвижности носителей $2,3 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ и $6200 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$, что соответствует аналогичным образцам, выращенных методами МПЭ и МОГФЭ за рубежом. Опытные образцы МШУ, изготовленные на основе оптимизированных *p*HEMT-структур, на частотах около 10 ГГц показали выходную мощность 100 мВт при коэффициентах усиления и шума 18...20 дБ и 2,5...3 дБ, соответственно. Образцы МШУ были использованы в схемах предварительного усиления на частотах 6...16 ГГц.

В части, связанной с ИФМ РАН, работы выполнены в рамках государственного задания ИФМ РАН, тема № 0035-2014-0205. Было использовано оборудование ЦКП ИФМ РАН "Физика и технология микро- и наноструктур".

Список литературы

1. Галиев Г. Б., Васильевский И. С., Климов Е. А., Мокеров В. Г. Влияние температуры роста спейсерного слоя на подвижность двумерного электронного газа в *p*HEMT-структурах // ФТП. 2006. Т. 40, вып. 12. С. 1479—1483.
2. Cao X., Zeng Y., Kong M., Pan L., Wang B., Zhu Z., Wang X., Chang Y., Chu J. Photoluminescence of AlGaAs/InGaAs/GaAs pseudomorphic HEMTs with different thickness of spacer layer // Journal of Crystal Growth. 2001. Vol. 231, N. 4. P. 520—524.
3. Васильевский И. С., Галиев Г. Б., Климов Е. А., Мокеров В. Г., Широков С. С., Имамов Р. М., Субботин И. А. Электрофизические и структурные свойства двусторонне δ-легированных *p*HEMT-гетероструктур на основе AlGaAs/InGaAs/AlGaAs // ФТП. 2008. Т. 42, вып. 9. С. 1102—1109.
4. Mun J. K., Oh J. H., Sung H. K., Wang C. Effects of doping concentration ratio on electrical characterization in pseudomorphic HEMT-based MMIC switches for ICT system // Solid-State Electronics. 2015. Vol. 114. P. 121—130.
5. Drummond T. J., Kopp W., Fischer R., Morkoc H. Influence of AlAs Mole Fraction on the Electron-Mobility of

(Al,Ga)As/GaAs Heterostructures // Journal of Applied Physics. 1982. Vol. 53, N. 2. P. 1028—1029.

6. Soetedjo H., Esham S. E., Sabtu I., Raman Y. M., Fatah A. M. A. Changes of electrical properties by Al content of $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ in *p*HEMT structures as observed using HRXRD // Microelectronics Journal. 2006. Vol. 37, N. 10. P. 1115—1118.

7. Shiao H. P. AlGaAs buffer structure grown by metalorganic vapor phase epitaxy for GaAs-based field-effect transistors // Solid-State Electronics. 2006. Vol. 50, N. 2. P. 125—128.

8. Cho S. J., Wang C., Kim N. Y. High power density AlGaAs/InGaAs/GaAs PHEMTs using an optimised manufacturing process for Ka-band applications // Microelectronic Engineering. 2014. Vol. 113. P. 11—19.

9. Matthews J. W., Blakeslee A. E. Defects in Epitaxial Multilayers.1. Misfit Dislocations // Journal of Crystal Growth. 1974. Vol. 27, N. 12. P. 118—125.

10. Goorsky M. S., Eldredge J. W., Lord S. M., Harris J. S. Structural-Properties of Highly Mismatched InGaAs-Based Devices Grown by Molecular-Beam Epitaxy on GaAs Substrates // Journal of Vacuum Science & Technology B. 1994. Vol. 12, N. 2. P. 1034—1037.

11. Gao H. C., Yin Z. J. Theoretical and Experimental Optimization of InGaAs Channels in GaAs PHEMT Structure // Chinese Physics Letters. 2015. Vol. 32, N. 6. P. 068102.

12. Ревин М. В., Коблов Э. А., Смотрин Д. С., Иванов В. А., Котков А. П., Данильцев В. М., Хрыкин О. И., Дроздов М. Н., Юнин П. А., Молдавская Л. Д., Шашкин В. И. Транзисторные псевдоморфные гетероструктуры на основе (Al-In-Ga)As, выращенные методом металлоорганической газофазной эпитаксии // Нано- и микросистемная техника. 2017. Т. 19, вып. 11. С. 649—653.

13. Pellegrino S., Vitali L. Deposition of InGaAsP alloys on GaAs by low pressure metalorganic vapor phase epitaxy: Theory and experiments // Journal of Electronic Materials. 1996. Vol. 25, N. 3. P. 519—525.

14. Дроздов Ю. Н., Дроздов М. Н., Данильцев В. М., Хрыкин О. И., Юнин П. А. Анализ состава твердых растворов (Al, Ga)As методами вторично-ионной масс-спектрометрии и рентгеновской дифрактометрии // ФТП. 2012. Т. 46, вып. 11. С. 1419—1423.

15. Дроздов М. Н., Данильцев В. М., Дроздов Ю. Н., Хрыкин О. И., Юнин П. А. Селективный анализ элементного состава нанокластеров InGaAs/GaAs методом вторично-ионной масс-спектрометрии // Письма в ЖТФ. 2017. Т. 43, вып. 10. С. 50—59.

16. Юнин П. А., Дроздов Ю. Н., Дроздов М. Н., Новиков А. В., Юрасов Д. В., Захаров Н. Д., Королев С. А. Использование связанных параметров в рентгенодифракционном анализе многослойных структур с учетом времени роста слоев // ЖТФ. 2014. Т. 84, вып. 3. С. 94—98.

17. Yunin P. A., Drozdov Y. N., Drozdov M. N., Khrykin O. I., Shashkin V. I. Quantitative SIMS depth profiling of Al in AlGaIn/AlN/GaN HEMT structures with nanometer-thin layers // Surface and Interface Analysis. 2017. Vol. 49, N. 2. P. 117—121.

18. Diffrac.Leptos 7 User Manual. Karlsruhe: Bruker AXS GmbH, 2009. 358 p.

19. Кривоглаз М. А. Дифракция рентгеновских лучей и нейтронов в неидеальных кристаллах. Киев: Наукова думка, 1983. 407 с.

20. Jeon Y. J., Jeong Y. H., Kim B., Kim Y. G., Hong W. P., Lee M. S. DC and RF Performance of LP-MOCVD Grown $\text{Al}_{0.25}\text{Ga}_{0.75}\text{As}/\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ($x = 0.15-0.28$) *p*-HEMT with Si-Delta Doped GaAs Layer // Ieee Electron Device Letters. 1995. Vol. 16, N. 12. P. 563—565.

21. Huang J. C., Wei-Chou H. A., Lee C. S., Huang D. H., Huang M. F. Temperature-dependent characteristics of enhancement-/depletion-mode double delta-doped AlGaAs/InGaAs *p*HEMTs and their monolithic DCFL integrations // Solid-State Electronics. 2007. Vol. 51, N. 6. P. 882—887.

M. V. Revin, Head of Laboratory, revinmaxim@gmail.com, **V. A. Belyakov**, Ph. D., Leading Researcher, dragon_bel@mail.ru, **V. A. Ivanov**, Leading Engineer-technologist, episalut@mail.ru, **A. P. Kotkov**, Ph. D., Head of the Research and Production Department, saluthps@mail.ru, **A. G. Fefelov**, Head of Department, fefelovandrey@gmail.com, JSC CPF "Salyut", Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation, **E. V. Demidov**, Ph. D., Researcher, demidov@ipmras.ru, **M. N. Drozdov**, Ph. D., Senior Researcher., drm@ipmras.ru, **P. A. Yunin**, Ph. D., Researcher., yunin@ipmras.ru, **V. I. Shashkin**, D. Sc., Head of Department, Institute of Physics of Microstructures, RAS, Afonino, Nizhny Novgorod Region, 603087, Russian Federation

Corresponding author:

Yunin Pavel A., Ph. D., Researcher, Institute of Physics of Microstructures, RAS, Afonino, Nizhny Novgorod Region, 603087, Russian Federation, yunin@ipmras.ru

Optimization of the Channel Design of (Al-In-Ga) as pHEMT-heterostructures obtained by the Method of Metal-organic Vapor-phase Epitaxy

Received on July 11, 2019

Accepted on July 29, 2019

An integrated approach was implemented to the manufacturing and characterization of heteroepitaxial pHEMT AlGaAs/InGaAs/GaAs structures obtained by MOVPE, including the study of growth features, as well as structural and electrical characteristics. This made it possible to establish unambiguous relations "growth conditions" — "structural properties" — "electrophysical characteristics" and optimize growth conditions and structure design to improve the electrophysical characteristics. The composition and thickness parameters of the InGaAs channel layer were optimized in order to obtain the best electrophysical characteristics of the heterostructure. As a result of the optimization, the following parameters were obtained as the operating parameters for $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ layer: $x = 21\%$, $d = 12\text{ nm}$. The heterostructures obtained by the MOVPE pHEMT method with optimized channel layer parameters demonstrated carrier density and mobility values of $2.3 \cdot 10^{12}\text{ cm}^{-2}$ and $6200\text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$, which corresponds to similar samples grown by the MBE and MOVPE methods elsewhere. Experimental samples of LNAs made on the basis of optimized pHEMT at frequencies of about 10 GHz showed an output power of 100 mW with gains and noises of 18...20 dB and 2.5...3 dB, respectively. LNA samples were used in pre-amplification schemes at frequencies of 6...16 GHz.

Keywords: gallium arsenide, metalorganic vapor phase epitaxy, pseudomorphic heteroepitaxial structures AlGaAs/InGaAs/GaAs, pHEMT, microwave low-noise amplifiers

For citation:

Revin M. V., Belyakov V. A., Ivanov V. A., Kotkov A. P., Fefelov A. G., Demidov E. V., Drozdov M. N., Yunin P. A., Shashkin V. I. Optimization of the Channel Design of (Al-In-Ga) as pHEMT-heterostructures obtained by the Method of Metal-organic Vapor-phase Epitaxy, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 10, pp. 600—610.

DOI: 10.17587/nmst.21.600-610

Introduction

The key parameters, which define the transport and the microwave characteristics of the field pHEMT-transistors on the basis of the pseudomorphous heterostructure of AlGaAs/InGaAs/GaAs, are concentration (n_s) and mobility (μ_e) of the two-dimensional electron gas (2DEG) localized in the InGaAs channel. These parameters are mainly determined by the design of the pHEMT-heterostructures: the depth of the quantum well depending on the molar fraction of indium X_{In} and aluminum X_{Al} , doping level in the donor layer of N^+ -AlGaAs, thickness of the spacer (AlGaAs) and smoothing (GaAs) layers. The aim of optimization of the parameters of the pHEMT-heterostructure is an increase of the concentration of 2DEG with preservation of high mobility of the electrons.

An analysis of the literary data shows that the questions of optimization of the conditions of growth of the pHEMT-heterostructures by the method of the molecular beam epitaxy (MBE) have been studied in detail enough [1]. Attention was devoted to the connection of the parameters of the wide-band layers of AlGaAs, including the spacer [2], donor [3—6], buffer [7] and barrier [8] layers, with the Hall data and the output VAC of the pHEMT-transistors. As is known, an excess of the critical thickness of the InGaAs/GaAs layer causes a plastic relaxation, which worsens critically the electrophysical properties of a heterostructure. The value of the critical thickness of $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ layers is defined by the molar fraction of In and can be described by Matthews and Blakeslee model [9, 10]. Preservation of the structural perfection of $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ channel layer

is a necessary condition for achievement of high characteristics of the pHEMT-heterostructures. Still topical are the research works on the influence of a molar fraction of indium in the channel and establishment of its maximal permissible values ensuring high electrophysical characteristics in the pHEMT-heterostructures grown by the MBE method [11]. In our previous work [12] we described obtaining by the method of the metal-organic vapor-phase epitaxy (MOVPE) of the pHEMT-heterostructures, which by their parameters did not concede to the similar structures received by the MBE method. Further steps for optimization of the design of the structures were taken in this work: a research was done of the influence of the composition and the thickness of the channel layer on the concentration and the mobility of the carriers in the pHEMT-heterostructure received by the MOVPE method.

Experimental part

Research of the influence of the parameters of the channel layer on the electrophysical characteristics of 2DEG was conducted for the pHEMT-heterostructures with a selective doping (fig. 1).

For the epitaxy, EPIQUIP VP-502 RP [12] modified installation for metal-organic vapor-phase epitaxy was used. Samples of the pHEMT-heterostructures were grown in the conditions of a continuous growth process at the temperature of 670 °C and pressure of 100 Mbar. The growth rate of GaAs and $\text{Al}_{0,28}\text{Ga}_{0,72}\text{As}$ was 13.5 and 19.0 nm/min., respectively. The growth rate of $\text{In}_y\text{Ga}_{1-y}\text{As}$ ($y = 0.12\dots 0.24$) varied depending on the molar fraction of indium within the range of 14...17 nm/min. The sources of the elements of the third group (Ga, Al, In) were their methyl derivatives: trimethylgallium (TMG), trimethylaluminum (TMA) and trimethylindium (TMI). The source of arsenic was arsine (AsH_3), the source of the doping impurity of n-type (Si) was the gas mix of monosilane (SiH_4) with hydrogen. In the processes of the epitaxial growth the working value of the dew point of the gas-carrier, — hydrogen, — did not exceed -100 °C. The substrates were two-inch plates of the semi-insulating gallium arsenide, misoriented in relation to the plane (100) by 2° in the direction [110].

The structural properties of the samples — thickness of the layers and the composition of the solid solutions, were investigated by the methods of the secondary-ion mass spectrometry (SIMS), by means of TOF.SIMS-5 mass spectrometer with the time-of-flight mass analyzer and high-resolution x-ray diffractometry (HRXRD, Bruker D8 Discover diffractometer). The morphology of the surface of the heterostructures was studied by the method of the atomic-force microscopy (AFM) in the contact mode on SolverPro (NT-MDT) installation. The optical quality of the samples was investigated by

the method of a low-temperature photoluminescence (PL) at $T = 4.2$ K. For excitation of PL the continuous Nd:YAG laser was used radiating in the wavelength of 532 nm, for recording of the range — a double grating spectrometer with the resolution of 0.3 nm and a CCD camera. Measurements of the concentration and the mobility of the charge carriers in the channel were done by Van der Pauw method.

Results and discussion

For formation of the pHEMT-heterostructures with the required parameters concerning the composition and the thickness of the channel layer, the calibration curve dependences were constructed of the growth rate of the epitaxial layers (EL) of $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ and the content of indium $x(\text{In})$ in them on the molar discharge of the used organometallic compounds (OMC). Variation of the parameters of the $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ layer was carried out by changing of the molar discharge and the time of supplying of TMI. The flow of TMG was maintained as constant ($9.5 \cdot 10^{-6}$ mol/min), corresponding to the growth rate of EL GaAs — 13.3 ± 0.2 nm/min. Measurements of the composition of EL $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ showed that the correlation of the atoms of metals of indium and gallium in the solid $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ($X/(1-X)$) solution were in direct proportion to the molar discharge of OMC ($N_{\text{TMI}}/N_{\text{TMG}}$). In the expression the proportionality coefficient K characterizes the distribution of the elements between the solid and gas phases on the border. The difference of parameter K from a unit is due to various coefficients of diffusion of the disintegration products of the corresponding OMC to the growth surface [13]. Approximation of the received linear dependence allowed us to define empirically coefficient $K = 0.53$ for the given realization of the growth conditions.

The received experimental dependences of the growth rate and the composition of $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ solid solution on the molar discharge of TMI also have a linear appearance. In our case certain values of the growth efficiency of InAs and GaAs for the TMI-TMG system were 900 and 1400 $\mu\text{m}/\text{mole}$ respectively. Construction of the calibration dependences and experimental determination of the parameters for the used modes of growth allowed us to select in a controlled and reproducible way a flow of TMI for formation of a solid $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ solution with a set molar fraction of indium.

At the stage of optimization of the parameters of the $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ channel layer two series of samples of selectively doped pHEMT-heterostructures with the design according to fig. 1 were manufactured. In the first series only the molar fraction of indium $x(\text{In})$ varied in the channel from 12 up to 24 %, in the second series it was the thickness of the channel layer of d

from 8 up to 12 nm at the fixed value of $x(\text{In})$. The results of the quantitative SIMS depth profiling of one of the pHEMT-heterostructures, grown within the framework of the work, are presented in fig. 2 (see the 3-rd side of cover).

Concentration of the atomic composition of pHEMT-heterostructures y_{In} , x_{Al} and the dopant N_{Si} were determined by the SIMS method in one mode of measurements — the negative secondary ions of As, GaAs, AlAs, AlGaAs, InAs, InGaAs, SiAs, including isotopes of gallium ^{69}Ga and ^{71}Ga were recorded. Calibration of y_{In} for this mode of measurements was carried out in the work [14], calibration of x_{Al} was carried out in a similar way [15] on the basis of the data of the x-ray diffraction. In certain cases, a recovery of the SIMS data was also applied, taking into account instrumental broadening — depth resolution function [16]. This allowed us to realize the technique of the quantitative SIMS-analysis of the compositions and thicknesses of the epitaxial layers for (Al-In-Ga) system as it was done earlier for the HEMT structures on the basis of AlGaAs [17]. Concentration of N_{Si} was determined with the use of calibration by the test structures of $\text{Al}_{0.28}\text{Ga}_{0.72}\text{As}$ doped with silicon within the range from $7 \cdot 10^{17}$ up to $8 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$. Availability of the technique of a full quantitative SIMS analysis allowed us to specify the HEMT parameters of the heterostructures and to adjust the growth conditions for receiving the structures of the preset design. So, for ES-210 the thickness of the doped layer of N^+ AlGaAs is 17 nm, instead of the expected 16 nm. For the thickness of an undoped spacer layer the value of 2.6 nm was received, which was very close to the technological parameter of 2.5 nm. The thickness of the front smoothing GaAs layer between the spacer and the quantum well (QW) is 1.8 nm. We did not manage to determine the thickness of the smoothing GaAs layer on the back growth front of QW, its maximal value is 0.5 nm. Thickness of QW InGaAs in ES-210 sample is 12 nm. For concentration of $x(\text{In}, \text{Al})$ and atoms of the dopant N_{Si} the values were received also close to the technological parameters: $x(\text{Al}) = 28.2 \pm 0.5 \%$; $y(\text{In}) = 17 \pm 0.7 \%$; $N_{\text{Si}} = (4 \pm 0.2) \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$. Similar measurements by the SIMS method were taken for all the other samples investigated in this work. Availability of the techniques allowing us to measure the structural characteristics of the studied samples gave us an opportunity to establish unambiguous bonds of "growth conditions" — "structural properties" — "electrophysical characteristics" and to implement optimization of the growth conditions and the design of the structures for improvement of the electrophysical characteristics.

Electrophysical characteristics — diagrams of the dependence of the concentration and the mobility of the electrons in the channel on the varied parameters $x(\text{In})$ and d — are presented in fig. 3 and 4, respectively.

The summary data on the measured values of the 2DEG parameters for both parties of the pHEMT-heterostructures are presented in table 1. An analysis of the results of Hall measurements of the samples of the pHEMT-heterostructures with a fixed thickness of the channel of 12 nm shows that a consecutive increase of the content of indium in $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ layers from 12 (ES-208) up to 21 % (ES-214) affects the increase of the density of 2DEG in the channel from $1.7 \cdot 10^{12}$ up to $2.3 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ (see fig. 3), which agrees well with the known assumptions [9]. A further increase of the concentration of In up to 24 % (ES-215) leads to a decrease of n_s down to $2.1 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ with a simultaneous sharp falling of the mobility of the electrons down to $3800 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$. For clarification of the reasons for the observed degradation of the mobility of the electrons we additionally grew and measured the 2DEG parameters in the series of samples of the pHEMT-heterostructures with a composition similar to ES-214 ($x(\text{In}) = 24 \%$), but various thicknesses of the channel layer (fig. 4).

Results of the Hall measurements show that thinning of $\text{In}_{24}\text{Ga}_{76}\text{As}$ layer from 12 down to 8 nm leads to an essential increase of the density of the electrons in the channel and their mobility to the values from $2.1 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ and $3800 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ up to $2.5 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ and $6200 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$. The observed interrelation of the transport characteristics of the pHEMT-heterostructures with the structural parameters of the channel layer $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ can be explained from the point of view of its structural perfection. With the growth of the concentration of indium in the layer of $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ solid solution and of the thickness of the latter, a growth of the mechanical stress is observed in the layer and, as a result, a growth of the number of the defects, which are the centers of scattering and capture of the charge carriers. A more detailed research of the structural quality of the formed channel was done by the HRXRD, PL and AFM methods.

An analysis of the structural perfection of the formed channel layer can be done on the basis of research of the surface morphology of EL $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}$. For assessment of the influence of the thickness and the composition of the pseudomorphic layer on the quality of its surface, a series of heterostructures of $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}$ composition with EL $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ various parameters was grown. The morphology of the surface of the layer was investigated by the AFM method. Pictures of the surface of the heterostructures are presented in fig. 5 (see the 3-rd side of cover).

On the surface of ES-318 sample (fig. 5, a) we observe a regular system of macrosteps of growth, testifying to a layered-step two-dimensional growth of a pseudomorphic layer of InGaAs/GaAs by the mechanism of Frank — Van der Merwe. The surface of ES-283 sample (fig. 5, b) against the background of the periodic

system of macrosteps is characterized by a significant amount of the growth defects in the form of separate nanoislands. Emergence of these defects is due to a spontaneous local failure of the two-dimensional layered-step growth and transition to formation of germs of the three-dimensional nanocrystals by Stranski — Krastanov mechanism. The density of the defects on the surface of the sample is $N_s \approx 3 \cdot 10^7 \text{ cm}^{-2}$. An increase of the thickness of the pseudomorphous layer of $\text{In}_{24}\text{Ga}_{76}\text{As}$ up to 50 nm in ES-284 sample (fig. 5, c) leads to a transition to the three-dimensional growth by Volmer-Weber mechanism ($N_s \approx 1 \cdot 10^9 \text{ cm}^{-2}$), occupying a considerable part of the surface. Degradation of the surface of ES-284 sample is due to the thickness of the pseudomorphous layer, exceeding significantly the thickness of the critical transition from a layered to a three-dimensional growth for $x(\text{In}) = 24 \%$.

Characterization of EL InGaAs during improvement and optimization of the modes of growth requires express techniques for a non-destructive testing allowing us to define the structural quality of the grown epitaxial layers. The corresponding techniques based on HRXRD and PL measurements were improved on a series of samples of QW InGaAs of various thicknesses and compositions. During fitting of the HRXRD data in DIFFRAC.Leptos program complex [18] for an express assessment of the quality of an epitaxial layer by one curve of diffraction reflection the mosaicity parameter was used, actually including a static factor of Debye—Waller—Krivoglaz and characterizing the crystalline quality of the epitaxial layers [19]. By PL method the width of PL peak of a quantum hole was estimated. The following parameter characterizing the maximal value of the elastic stress in QW was used: product of thickness of a layer and concentration of In — $D \cdot x$ [nm · %]. The values of the mosaicity and the width of the peak of PL depending on parameter $D \cdot x$, are presented in fig. 6.

It is visible that the data of HRXRD and PL correlate. Comparison of the results of characterization of the quality of the channel layer by independent methods allowed us to be limited further only to X-ray diffraction measurements, even for more complex pHEMT-structures. Fig. 7 (see the 3-rd side of cover) presents the curves of diffraction reflection (CDR) for the series of the pHEMT-heterostructures taken by $2\theta/\omega$ -scanning near the reflection (004) of GaAs substrate. The structures in the series differed only by the parameters of thickness and composition of the channel layer of InGaAs. The required parameters of the channel layer in case of the pseudomorphous growth during adjustment are determined by the position and the width of the peak with the use of only one CDR. In case of a considerable relaxation for a correct quantitative definition of the composition of a layer it is necessary to analyze in addition the asymmetric reflections. In case of a routine

analysis of the quality of the epitaxial heterostructures such a procedure may be unnecessary. It is possible to judge qualitatively about the perfection of a structure by the amplitude of oscillations of the thickness contrast from the layers covering a quantum well from above. Experiments show that this characteristic of CDR is very sensitive even to the initial stages of a relaxation. As it is visible from fig. 7, the quantitative description of deterioration of the contrast of oscillations on CDR by means of the mosaicity parameter works well also for the pHEMT-heterostructures. Also it was demonstrated that for the pHEMT-heterostructures the parameter of mosaicity correlates with the electrophysical characteristics of the structures. At the mosaicity parameter over 0.8 a considerable degradation of the transport characteristics of 2DEG is observed. The values of the structure and the thickness of the InGaAs layer determined by the HRXRD method coincide well with the results of the quantitative SIMS depth profiling of the pHEMT-structures. Thus, the technique proposed for analysis of the pHEMT-heterostructures by HRXRD method can be used for a routine quantitative non-destructive express control of the most important structural parameters of the samples.

From the data presented in table 1 it is visible that the best characteristics of 2DEG in our experiments were demonstrated by the samples with parameters of the channel layer $x(\text{In}) = 21 \%$, $d = 12 \text{ nm}$ (ES-214) and $x(\text{In}) = 24 \%$, $d = 8 \text{ nm}$ (ES-217). The received values of the concentration and the mobility of the electrons corresponded to the best known from literature samples of the selectively doped pHEMT-heterostructures grown abroad by the MBE and MOVPE methods [3, 11, 20—21]. After the optimization and comparison of the data of the electrophysical measurements with the results of PL, SIMS, AFM and HRXRD, $x = 21 \%$, $d = 12 \text{ nm}$ were chosen as the working parameters for the channel layer of InGaAs.

On the basis of the optimized pHEMT — heterostructures, the test microwave transistors with the length of the gate of 70 nm and low-noise amplifiers (LNA) were manufactured. Discrete field transistors demonstrated good output volt-ampere characteristics with the specific steepness 400 mS/mm, specific saturation current 460...500 mA/mm and with the breakdown voltage of 14 V. Prototypes of the low-noise amplifiers on the basis of the optimized pHEMT showed rather big output power which made it possible to use them for a preliminary amplifying in the frequency multipliers and in the amplifiers of the traveling wave at frequencies of 6...16 GHz. The relevant data are provided in table 2.

We should also point out that a rather small spread of parameters (2—3 %) reached during development of MOVPE technology for the area of the two-inch plates, ensure the yield comparable with the structures received by the MBE method.

Conclusion

In the course of the work an integrated approach was realized to formation and diagnostics of the heteroepitaxial pHEMT-structures of AlGaAs/InGaAs/GaAs including a research of the specific features of the structures' growth by the MOVPE method and also their structural and electrophysical characteristics. This made it possible to determine single-valued bonds of "growth condition" — "structural properties" — "electrophysical characteristics" and to perform optimization of the growth conditions and design of the structures for improvement of the electrophysical characteristics. Optimization of the structural parameters — composition and thickness — of the channel layer of InGaAs was done for obtaining of the best electrophysical characteristics of the heterostructure. As a result of the optimization $x = 21\%$, $d = 12$ nm were chosen as the working parameters of the $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ layer. The pHEMT-heterostructures with the optimized parameters of the channel layer received by the MOVPE method demonstrated values of the density and the mobility of the carriers equal to $2.3 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ and $6200 \text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$, which corresponded to the similar samples, grown by MBE and MOVPE methods abroad. Prototypes of LNA made on the basis of the optimized pHEMT-structures at frequencies of about 10 GHz demonstrated the output power of 100 mW at the coefficients of amplification and noise of 18...20 dB and 2.5...3 dB, respectively. Samples of LNA were used in the circuits of preliminary amplification at frequencies of 6...16 GHz.

The part of the work connected with IPM RAS was done within the framework of IPM RAS state contract, subject No. 0035-2014-0205. Equipment of IPM RAS CCU "Physics and Technology of the Micro and Nanostructures" was used.

References

1. Galiev G. B., Vasil'evskii I. S., Klimov E. A., Mokevov V. G., Cherechukin A. A., Imamov R. M., Subbotin I. A., Pashaev E. M. Effect of the spacer growth temperature on the electrophysical and structural properties of PHEMTs, *Technical Physics*, 2007, vol. 52, no. 4, pp. 440—445 (in Russian).
2. Cao X., Zeng Y., Kong M., Pan L., Wang B., Zhu Z., Wang X., Chang Y., Chu J. Photoluminescence of AlGaAs/InGaAs/GaAs pseudomorphic HEMTs with different thickness of spacer layer, *Journal of Crystal Growth*, 2001, vol. 231, no. 4, pp. 520—524.
3. Vasil'evskii I. S., Galiev G. B., Klimov E. A., Mokevov V. G., Shirokov S. S., Imamov R. M., Subbotin I. A. Electrical and structural properties of PHEMT heterostructures based on AlGaAs/InGaAs/AlGaAs and delta-doped on two sides, *Semiconductors*, 2008, vol. 42, no. 9, pp. 1084—1091 (in Russian).
4. Mun J. K., Oh J. H., Sung H. K., Wang C. Effects of doping concentration ratio on electrical characterization in pseudomorphic HEMT-based MMIC switches for ICT system, *Solid-State Electronics*, 2015, vol. 114, pp. 121—130.
5. Drummond T. J., Kopp W., Fischer R., Morkoc H. Influence of AlAs Mole Fraction on the Electron-Mobility of (Al, Ga)As/GaAs Heterostructures, *Journal of Applied Physics*, 1982, vol. 53, no. 2, pp. 1028—1029.
6. Soetedjo H., Esham S. E., Sabtu I., Raman Y. M., Fatah A. M. A. Changes of electrical properties by Al content of $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ in pHEMT structures as observed using HRXRD, *Microelectronics Journal*, 2006, vol. 37, no. 10, pp. 1115—1118.
7. Shiao H. P. AlGaAs buffer structure grown by metalorganic vapor phase epitaxy for GaAs-based field-effect transistors, *Solid-State Electronics*, 2006, vol. 50, no. 2, pp. 125—128.
8. Cho S. J., Wang C., Kim N. Y. High power density AlGaAs/InGaAs/GaAs PHEMTs using an optimised manufacturing process for Ka-band applications, *Microelectronic Engineering*, 2014, vol. 113, pp. 11—19.
9. Matthews J. W., Blakeslee A. E. Defects in Epitaxial Multilayers. 1. Misfit Dislocations, *Journal of Crystal Growth*, 1974, vol. 27, no. 12, pp. 118—125.
10. Goorsky M. S., Eldredge J. W., Lord S. M., Harris J. S. Structural-Properties of Highly Mismatched InGaAs-Based Devices Grown by Molecular-Beam Epitaxy on GaAs Substrates, *Journal of Vacuum Science & Technology B*, 1994, vol. 12, no. 2, pp. 1034—1037.
11. Gao H. C., Yin Z. J. Theoretical and Experimental Optimization of InGaAs Channels in GaAs PHEMT Structure, *Chinese Physics Letters*, 2015, vol. 32, no. 6, p. 068102.
12. Revin M. V., Koblov E. A., Smotrin D. S., Ivanov V. A., Kotkov A. P., Daniltsev V. M., Khrykin O. I., Drozdov M. N., Moldavskaya L. D., Yunin P. A., Shashkin V. I. (Al-In-Ga)As pHEMT-Heterostructures Grown by the Method of Metalorganic Vapour Phase Epitaxy, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2017, vol. 19, no. 11, pp. 654—662 (in Russian).
13. Pellegrino S., Vitali L. Deposition of InGaAsP alloys on GaAs by low pressure metalorganic vapor phase epitaxy: Theory and experiments, *Journal of Electronic Materials*, 1996, vol. 25, no. 3, pp. 519—525.
14. Drozdov Y. N., Drozdov M. N., Daniltsev V. M., Khrykin O. I., Yunin P. A. Analysis of the composition of (Al, Ga)As alloys by secondary ion mass spectroscopy and X-ray diffractometry, *Semiconductors*, 2012, vol. 46, no. 11, pp. 1392—1395.
15. Drozdov M. N., Daniltsev V. M., Drozdov Y. N., Khrykin O. I., Yunin P. A. Selective Analysis of the Elemental Composition of InGaAs/GaAs Nanoclusters by Secondary Ion Mass Spectrometry, *Technical Physics Letters*, 2017, vol. 43, no. 5, pp. 477—480.
16. Yunin P. A., Drozdov Y. N., Drozdov M. N., Novikov A. V., Yurasov D. V., Zakharov N. D., Korolev S. A. Use of related parameters in X-ray diffraction analysis of multilayer structures with allowance for the layer growth time, *Technical Physics*, 2014, vol. 59, no. 3, pp. 402—406.
17. Yunin P. A., Drozdov Y. N., Drozdov M. N., Khrykin O. I., Shashkin V. I. Quantitative SIMS depth profiling of Al in AlGaN/AlN/GaN HEMT structures with nanometer-thin layers, *Surface and Interface Analysis*, 2017, vol. 49, no. 2, pp. 117—121.
18. *Diffra.Leptos 7 User Manual*. Karlsruhe: Bruker AXS GmbH, 2009. 358 p.
19. Krivoglaz M. A. Diffraction of X-rays and neutrons in non-ideal crystals. Kiev: Naukova Dumka, 1983. 407 p.
20. Jeon Y. J., Jeong Y. H., Kim B., Kim Y. G., Hong W. P., Lee M. S. DC and RF Performance of LP-MOCVD Grown $\text{Al}_{0.25}\text{Ga}_{0.75}\text{As}/\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ($x = 0.15—0.28$) p-HEMT with Si-Delta Doped GaAs Layer, *IEEE Electron Device Letters*, 1995, vol. 16, no. 12, pp. 563—565.
21. Huang J. C., Wei-Chou H. A., Lee C. S., Huang D. H., Huang M. F. Temperature-dependent characteristics of enhancement-/depletion-mode double delta-doped AlGaAs/InGaAs pHEMTs and their monolithic DCFL integrations, *Solid-State Electronics*, 2007, vol. 51, no. 6, pp. 882—887.

В. Е. Пауткин, канд. техн. наук, гл. специалист,
АО "НИИФИ", г. Пенза, e-mail: inercial@niifi.ru

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ШЕРОХОВАТОСТИ БОКОВЫХ СТЕНОК КРЕМНИЕВЫХ МЭМС-СТРУКТУР

Поступила в редакцию 17.06.2019

Рассмотрены особенности изготовления МЭМС-структур с использованием Bosch-травления кремния. Одной из особенностей данного вида травления является значительная шероховатость поверхности, связанная с формированием микронеровностей — скаллопов. Предложены технологические методы снижения шероховатости поверхности сформированных кремниевых структур. Данные технологические решения могут быть использованы при формировании различных МЭМС.

Ключевые слова: МЭМС, Bosch-травление, шероховатость поверхности, оксидирование, скаллоп

Введение

Технология глубокого реактивно-ионного травления (ГРИТ) кремния, такая как Bosch-процесс, широко применяется при создании кремниевых микроэлектромеханических систем (МЭМС) — микроакселерометров, датчиков угловой скорости, гироскопов и др. [1, 2]. Bosch-процесс имеет ряд преимуществ перед жидкостным анизотропным травлением кремния. К их числу можно отнести возможность формирования микромеханических структур с высоким аспектным отношением и сохранением вертикального профиля, а также формирование структур произвольной топологии в отличие от технологий жидкостного анизотропного травления, при котором геометрия формируемых структур определяется кристаллографическим строением кремния. Однако по сравнению с жидкостным травлением Bosch-процесс характеризуется образованием структур с более выраженной шероховатостью поверхности, что связано с самим способом проведения процесса — применением переменной модуляции газовой плазмы для травления кремния. Применяемые газы — гексафторид серы (SF_6) и фторуглерод (C_4F_8) — поочередно травят и пассивируют поверхность кремния, приводя к образованию микронеровностей на боковых вертикальных стенках кремниевых структур, так называемых скаллопов [3].

Несмотря на то что эффект образования скаллопов может быть использован в технологических процессах изготовления микроструктур, таких как кремниевые микропровода, число которых задается числом циклов Bosch-процесса [4], формирование микронеровностей при изготовлении МЭМС-структур остается нежелательным [5]. Например, их образование может нарушать геометрию формируемых МЭМС [6], ограничивать производитель-

ность оптических микроустройств [7] и микроустройств с вертикальными межсоединениями (TSV) [8], являться источником шумов в кремниевых приборах [9]. Таким образом, вопросы формирования максимально гладких, имеющих минимальную шероховатость поверхности вертикальных стенок, являются актуальными при изготовлении кремниевых МЭМС-структур.

Теоретическая часть

Задача уменьшения шероховатости заключается в уменьшении высоты скаллопов на боковых стенках формируемых структур. Этого можно добиться технологическими методами, учитывая следующие особенности технологий микроэлектроники и микросистемной техники:

- шаг травления в Bosch-процессе носит изотропный характер, комбинация шагов "травление—пассивация" приводит к конической форме скаллопов, увеличивающихся по толщине с приближением к стенке;
- термическое оксидирование кремния в среде кислорода позволяет получить на его поверхности слой оксида заданной толщины.

Известно, что толщина слоя кремния d_{Si} , необходимого для роста оксидной пленки толщиной d_0 на его поверхности, определяется как

$$d_{Si} = 0,45d_0. \quad (1)$$

При этом граница кремния движется в глубь пластины при росте оксидного слоя в среде кислорода при его термическом оксидировании [10], т. е. граница растущего оксида движется в обе стороны от поверхности кремниевой пластины.

Для описания роста оксидной пленки применяется модель Дила — Гроува. Данная модель применяется для описания процесса оксидирования крем-

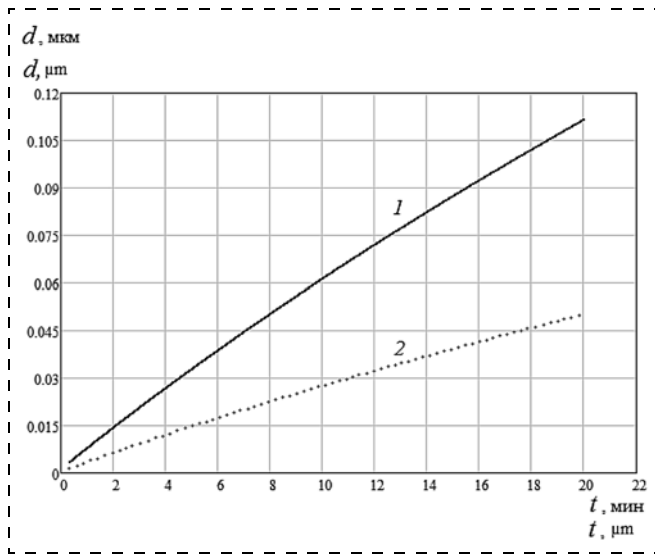


Рис. 1. Кривая оксидирования кремния
Fig. 1. Silicon oxidation curve

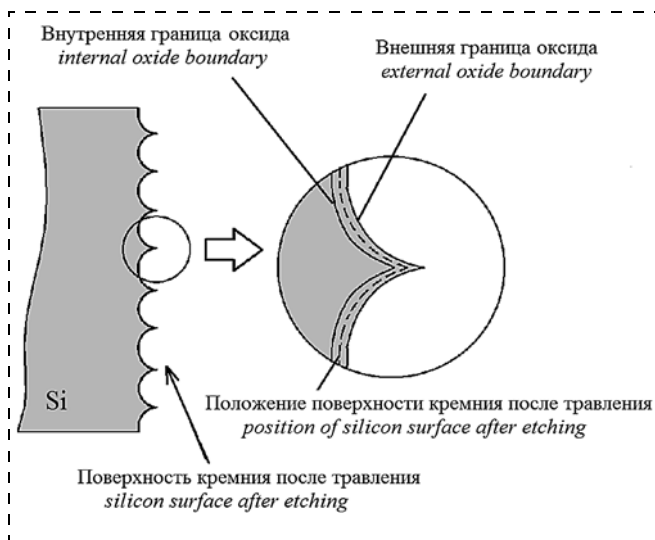


Рис. 2. Микронеровность в виде скалопа
Fig. 2. Microroughness in the form of a scallop

ния в температурном диапазоне 700...1300 °С с толщиной получаемых оксидных пленок 30...2000 нм, формируемых в атмосфере кислорода и паров воды. Согласно данной модели, значение растущего слоя оксида как функцию времени можно представить следующим образом:

$$d_0(t) = \left(\sqrt{1 + \frac{t + \tau}{\frac{A^2}{4B}}} - 1 \right) \frac{A}{2}, \quad (2)$$

где A , мкм; B , мкм²/ч — константы; τ — время, необходимое для формирования на поверхности кремниевой пластины первоначального оксида, с; t — время процесса оксидирования, с [11].

Принимая температуру 920 °С и влажную атмосферу оксидирования, значения $A = 0,50$ мкм, $B = 0,203$ мкм²/ч [11], $\tau = 50$ мс, $t = 20$ мин, кривая оксидирования кремниевой пластины будет иметь вид, изображенной на рис. 1, где кривая 1 характеризует толщину слоя оксида кремния, рассчитанную согласно выражению (2), кривая 2 характеризует толщину слоя кремния, расходуемого для роста оксидной пленки и рассчитанную согласно выражению (1).

При проведении Bosch-процесса среднее значение глубины травления за один шаг травления составляет 1,0 мкм, при этом сделаем допущение, что средний радиус закругления скалопа составляет 0,5 мкм, т. е. половину от глубины травления. С учетом роста оксидной пленки в обе стороны от поверхности кремния оксидированная поверхность скалопа имеет вид, изображенный на рис. 2.

На рис. 1, 2 видно, что при использовании термического оксидирования кремния после формирования боковых стенок методом Bosch-травления возможно "прокисление" скалопов на значение, превышающее толщину сформированного слоя оксида кремния. Последующее удаление слоя оксида



Рис. 3. Профиль боковых стенок после травления
Fig. 3. Profile of the sidewalls after etching

кремния должно снижать высоту микронеровностей, сглаживая поверхность, подвергнутую Bosch-травлению.

Экспериментальная часть

Для подтверждения данного технического решения на поверхности кремниевой пластины КЭФ-4,5 толщиной 300 мкм ориентации (100), диаметром 60 мм в защитном слое с обеих сторон кремниевой пластины формировали окна под Bosch-травление. Защитный слой представляет собой тонкую металлическую пленку [12]. Топология тестовых областей под травление представляла собой прямоугольники размером до 3,0 × 2,0 мм для удобства механического разделения в целях оценки параметров полученного профиля. Кремниевую пластину под-

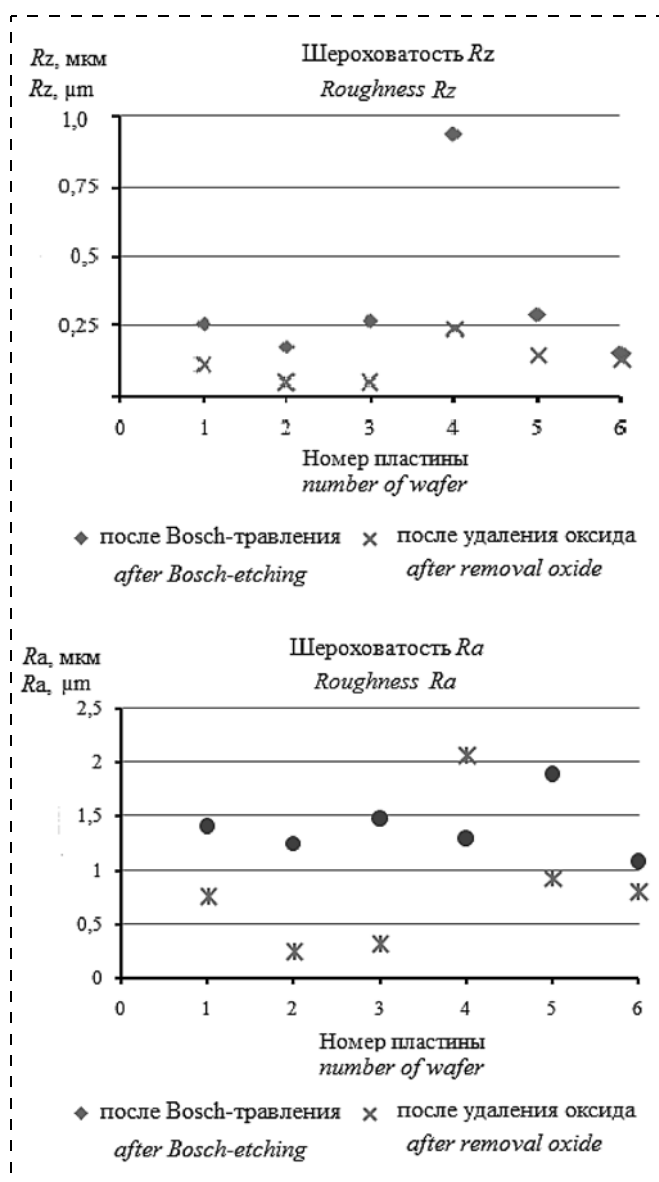


Рис. 4. Шероховатость поверхности боковых стенок

Fig. 4. Roughness of the surface of the sidewalls

Параметры поверхности боковых стенок
Parameters of the surfaces of the sidewalls

№ пластины № of the plates	Параметры поверхности, мкм Surface parameters, μm			
	После травления After etching		После оксидирования и травления оксида After oxidation and etching of the oxide	
	Rz	Ra	Rz	Ra
1	0,258	1,410	0,110	0,760
2	0,178	1,240	0,055	0,255
3	0,271	1,480	0,0568	0,325
4	0,940	1,295	0,243	2,070
5	0,294	1,890	0,144	0,928
6	0,156	1,080	0,126	0,810
Среднее значение Average value	0,350	1,399	0,122	0,858

вергали поочередному травлению с обеих сторон до получения сквозных отверстий, после чего удаляли защитный слой, и пластину механически разделяли на шесть тестовых областей (далее пластины). На боковых стенках пластин проводили контроль параметров шероховатости поверхности Ra , Rz на оптическом профилографе-профилометре PF-60 (Mitaka, Япония) по методикам, описанным в работах [13, 14]. Пример полученных профилограмм представлен на рис. 3.

Измерения проводили в направлении, нормальном по отношению к поверхности пластины. После измерений пластины подвергали термическому оксидированию при температуре не выше 920 °C во влажном кислороде в течение времени, не превышавшем 20 мин. Далее оксид стравливали в растворе HF и также проводили измерения, аналогичные описанным выше. Результаты измерений приведены в таблице и представлены на рис. 4.

Из результатов измерений видно, что в среднем такой параметр шероховатости, как Rz , снижается более чем в 2 раза после оксидирования протравленных структур и травления оксида (с 0,350 до 0,122 мкм); параметр Ra снижается примерно на 40 % (с 1,399 до 0,858 мкм) по сравнению с исходным значением. Отклонения на пластине № 4 могут быть вызваны попаданием внешней микрочастицы на исследуемую поверхность, однако из проведенных исследований видна тенденция уменьшения шероховатости поверхности после оксидирования и удаления оксида со структур, полученных Bosch-травлением. Промежуточные технологические операции, такие как химическая обработка кремниевых пластин до и после травления, не описаны в силу их единообразия при изготовлении интегральных микросхем и кремниевых МЭМС.

Заключение

Представленное техническое решение показывает принципиальную возможность уменьшения шероховатости поверхности кремниевых структур, полученных Bosch-травлением, путем оксидирования поверхности и удаления оксида кремния [15]. Данное решение может быть применено при формировании кремниевых МЭМС методами объемной микрообработки кремния.

Список литературы

1. **Zotov S. A., Montgomery C. Rivers, Trusov A. A., Shkel A. M.** Folded MEMS Pyramid Inertial Measurement Unit // IEEE Sensors Journal. 2011. Vol. 11. № 11. P. 2780—2789.
2. **Мокров Е. А., Папко А. А.** Акселерометры НИИ физических измерений — элементы микросистемотехники // Микросистемная техника. 2002. № 1. С. 3—9.
3. **Галперин В. А., Данилкин Е. В., Мочалов А. И.** Процессы плазменного травления в микро- и нанотехнологиях: учеб. пособие / Под ред. С. П. Тимошенко. М.: Бином. Лаборатория знаний, 2010. 283 с.
4. **Ozsun O., Alaca B. E., Leblebici Y., et al.** Monolithic Integration of Silicon Nanowires with a Microgripper // Journal of Microelectromechanical systems. 2009. Vol. 18, N. 6. P. 1335—1344.
5. **Ануров А. Е., Заботин Ю. М., Подгородецкий С. Г.** Особенности процесса глубинного анизотропного травления кремния в технологии изготовления траншейных МОП-транзисторов // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2015. Т. 2, Вып. 4. С. 66—73.
6. **Zhang Q. X., Liu A. Q., Li J., Yu A. B.** Fabrication technique for microelectromechanical systems vertical comb-drive actuators on a monolithic silicon substrate // J. Vac. Sci. Technol. 2005. B23 1. P. 32—41.
7. **Kuo-Yao Weng, Mei-Ya Wang, Po-Hao Tsai.** Planarize the sidewall ripples of silicon deep reactive ion etching // NSTI-Nanotech 2004. 2004. Vol. 1. P. 473—476.
8. **Filipovic L., Lacerda de Orio R., Selberherr S.** Effects of Sidewall Scallops on the Performance and Reliability of Filled Copper and Open Tungsten TSVs // 2014 IEEE 21st International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA). 2014. P. 321—326.
9. **Barlian A. A., Mukundan V., Park S.-J., Pruitt B. L.** Design, fabrication, and characterization of piezoresistive MEMS shear stress sensors // Proceedings of IMECE 2005. ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition. November 5—11, 2005. Orlando, Florida USA. 2005. P. 6.
10. **Готра З. Ю.** Технология микроэлектронных устройств: Справочник. М.: Радио и связь, 1991. 528 с.
11. **Пирс К., Адамс А., Кац Л., Цай Дж., Сейдел Т., Макгиллис Д.** Технология СБИС: в 2-х кн. Кн. 1 / Пер. с англ.; Под ред. С. Зи. М.: Мир, 1986. 404 с.
12. **Пауткин В. Е., Мишанин А. Е., Вергазов И. Р.** Способ изготовления кристаллов микроэлектромеханических систем. Патент РФ № 2625248 МПК H01L 21/308. Заявка № 2016138485 от 28.09.2016; опубл. 18.09.2017, бюл. № 20.
13. **Пауткин В. Е., Абдуллин Ф. А., Мишанин А. Е.** Исследование стенок вертикальных кремниевых структур, сформированных методами глубокого Bosch-травления // Нано- и микросистемная техника. 2018. Т. 20, № 9. С. 535—542.
14. **Пауткин В. Е.** Исследование плоскостей кремниевых структур, полученных травлением в растворе гидроксида калия // Нано- и микросистемная техника. 2018. Т. 20, № 12. С. 738—744.
15. **Пауткин В. Е., Абдуллин Ф. А.** Способ формирования областей кремния в объеме кремниевой пластины. Патент РФ № 2672033 МПК H01L 21/306. Заявка № 2017139393 от 13.11.2017; опубл. 08.11.2018, бюл. № 31.

V. E. Pautkin, Ph. D., Chief Specialist,
Scientific Research Institute of Physical Measurements, Penza, 440026, Russian Federation, inercial@niifi.ru

Corresponding author:

Pautkin Valery E., Ph. D., Chief specialist, Scientific Research Institute of Physical Measurements, Penza, 440026, Russian Federation, PVE1976@yandex.ru

Technological Methods for Reduction of Roughness of the Sidewalls of the Silicon MEMS Structures

Received on June 17, 2019

Accepted on July 05, 2019

The author considers the specific features of manufacturing of the MEMS — structures with the use of Bosch-etching of silicon. One of the specific features of this type of etching is a considerable roughness of the surface connected with formation of the microroughnesses — scallops. The author proposes technological methods for decreasing the surface roughness of the formed silicon structures. These technological solutions can be used for formation of various MEMS.

Keywords: MEMS, Bosch-etching, surface roughness, oxidation, scallop

For citation:

Pautkin V. E. Technological Methods for Reduction of Roughness of the Sidewalls of the Silicon MEMS Structures, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 10, pp. 611—616.

DOI: 10.17587/nmst.21.611-616

Introduction

The technology of the deep jet-ion etching (DJIE) of silicon, such as the Bosch-process, is widely applied for development of the silicon microelectromechanical systems (MEMS) — microaccelerometers, angular speed sensors, gyroscopes, etc. [1, 2]. The Bosch-process has a number of advantages in comparison with the liquid anisotropic etching of silicon. Among them are a possibility of formation of the micromechanical structures with a high aspect relation, with preservation of the vertical profile and also formation of the structures of a random topology, different from the technologies of the liquid anisotropic etching, at which the geometry of the formed structures is determined by the crystallographic structure of the silicon. However, in comparison with the liquid etching, the Bosch-process is characterized by formation of the structures with a more pronounced surface roughness, which is connected with the way of carrying out the process itself — application of a variable modulation of the gas plasma for the silicon etching. The applied gases — sulfur hexafluoride (SF_6) and fluorocarbon (C_4F_8), in turn etch and passivate the silicon surface, leading to formation of microroughnesses on the vertical sidewalls of the silicon structures, the so-called scallops [3].

Notwithstanding the fact that the effect of formation of the scallops can be used in the technological processes for production of microstructures, such as silicon microwires, the number of which is set by the number of the cycles of the Bosch-process [4], the formation of the microroughnesses in production of the MEMS structures remains undesirable [5]. For example, their formation can break the geometry of the formed MEMS [6], limit the productivity of the optical micro-devices [7] and of the microdevices with vertical interconnections (TSV) [8], and be the sources of noises in the silicon devices [9]. Thus, the questions of formation of the smoothest vertical walls with the minimal surface roughness are important for production of the silicon MEMS structures.

Theoretical part

The task of reduction of roughness consists in reduction of the height of the scallops on the sidewalls of the formed structures. This can be achieved by technological methods, considering the following features of the technologies of the microelectronics and the microsystem technologies:

- A step of etching in the Bosch-process has an isotropic character, a combination of steps of "etching-passivation" results in a conical shape of the scallops, the thickness of which increases, when it is closer to a wall;

- A thermal oxidation of silicon in the oxygen environment allows us to receive on its surface a layer of the oxide of the set thickness.

As is known, the thickness of the layer of silicon d_{Si} necessary for growing of an oxide film with thickness of d_0 on its surfaces, is defined as:

$$d_{\text{Si}} = 0.45d_0. \quad (1)$$

At that, the border of the silicon moves deep into the plate with the growth of an oxide layer in the oxygen environment during its thermal oxidation [10], i.e. the border of the growing oxide moves in both directions from the surface of the silicon plate.

For description of the growth of an oxide film the Deal — Grove model is applied. This model is applicable for description of the process of oxidation of silicon in the temperature range of 700...1300 °C with the thickness of the received oxide films of 30...2000 nm, formed in the atmosphere of oxygen and water vapors. According to this model, the value of the size of the growing oxide layer as a time function can be presented in the following way:

$$d_0(t) = \left(\sqrt{1 + \frac{t+\tau}{\frac{A^2}{4B}}} - 1 \right) \frac{A}{2}, \quad (2)$$

where A , μm ; B , $\mu\text{m}^2/\text{h}$ — constants; τ — time necessary for formation of the initial oxide on the surfaces of a silicon plate, s; t — time of the oxidation process, s [11].

Assuming the temperature of 920 °C and the damp atmosphere of oxidation, the values $A = 0.50 \mu\text{m}$, $B = 0.203 \mu\text{m}^2/\text{h}$ [11], $\tau = 50 \text{ ms}$, $t = 20 \text{ min.}$, the curve of the oxidation of a silicon plate will have the appearance presented in fig. 1, where curve 1 characterizes the thickness of the silicon oxide layer calculated according to expression (2), curve 2 characterizes the thickness of the layer of the silicon used for the growth of an oxide film and calculated according to expression (1).

During the Bosch-process the average value of the depth of etching per one step of etching is 1.0 μm , at the same time, we make an assumption that the average radius of the curve of a scallop equals to 0.5 μm , i.e. a half of the etching depth. With account of the growth of the oxide film in direction to both sides from the silicon surface, the oxidized surface of a scallop has the appearance presented in fig. 2.

In fig. 1, 2 it is visible that in case of application of the thermal oxidation of silicon after the formation of the sidewalls by the Bosch-etchings method, the scallops can "turn sour" by the value exceeding the thickness of the created silicon oxide layer. The subsequent removal of the layer of the silicon oxide is to reduce the

height of the microroughnesses, smoothing the surface subjected to the Bosch-etching.

Experimental part

For confirmation of this technical solution, on the surface of KEF-4.5 silicon plate of (100) orientation, with thickness of 300 μm and diameter of 60 mm, windows for the Bosch-etching were formed in the protective layer on both sides of the silicon plate. The protective layer was a thin metal film [12]. The topology of the test areas for etching was represented by the rectangles with sizes up to 3.0×2.0 mm for convenience of a mechanical separation for assessment of the parameters of the received profile. The silicon plate was subjected to an alternate etching from both sides up to receiving of the through openings, after that the protective layer was removed, and the plate was mechanically divided into six test areas (further, plates). On the sidewalls of the plates a control was carried out of the parameters of the roughness of the surfaces of R_a , R_z on PF-60 optical profilograph-profilometer (Mitaka, Japan) by the techniques described in the work [13, 14]. An example of the received profilograms is presented in fig. 3.

Measurements were taken in the direction, normal in relation to the plate surface. After the measurements the plates were subjected to a thermal oxidation at the temperature, not above 920 $^{\circ}\text{C}$, in a damp oxygen during the time, not exceeding 20 min. Then the oxide was pastured in HF solution and also the measurements were taken, similar to the ones described above. The results of the measurements are presented in the table and in fig. 4.

From the taken measurements it is visible that on average such a parameter of roughness as R_z decreases by more than a half after the oxidation of the stained structures and etching of the oxide (from 0.350 down to 0.122 μm); R_a parameter decreases approximately by 40 % (from 1.399 down to 0.858 μm) in comparison with the initial value. The deviations on plate No. 4 can be caused by a hit of an external microparticle on the studied surface, however, from the conducted research a trend is visible for reduction of the surface roughness after the oxidation and removal of the oxide from the structures received by the Bosch-etching. The intermediate technological operations, such as chemical processing of the silicon plates before and after the etching are not described due to their uniformity during production of the integrated circuits and the silicon MEMS.

Conclusion

The presented technological solution demonstrates a basic possibility for reduction of the surface roughness of the silicon structures received by the Bosch-etching

by oxidation of the surface and removal of the silicon oxide [15]. This solution can be applied for formation of the silicon MEMS by the methods of the volume microprocessing of the silicon.

References

1. Zotov S. A., Montgomery C. Rivers, Trusov A. A., Shkel A. M. Folded MEMS Pyramid Inertial Measurement Unit, *IEEE Sensors Journal*, 2011, vol. 11, no. 11, pp. 2780–2789.
2. Mokrov Ye. A., Papko A. A. Akselerometry NII Fizicheskikh Izmereniy — elementy mikrosistemotekhniki, *Mikrosistemnaya tekhnika*, 2002, no. 1, pp. 3–9 (in Russian).
3. Galperin V. A., Danilkin Ye. V., Mochalov A. I. Protsessy plazmennogo travleniya v mikro- i nanotekhnologiyakh: uchebnoye posobiye, Ed. S. P. Timoshenkov. Moscow: Binom. Laboratoriya znaniy, 2010. 283 p. (in Russian).
4. Ozsun O., Alaca B. E., Leblebici Y., Yalcinkaya A. D., Yildiz I., Yilmaz M., Zervas M. Monolithic Integration of Silicon Nanowires With a Microgripper, *Journal of Microelectromechanical systems*, December 2009, vol. 18, no. 6, pp. 1335–1344.
5. Anurov A. Ye., Zabolotin Yu. M., Podgorodetskiy S. G. Osobennosti protsessy glubinnogo anizotropnogo travleniya kremniya v tekhnologii izgotovleniya transheyntnykh MOP-tranzistorov, *Raketno-kosmicheskoye priborostroyeniye i informatsionnyye sistemy*, 2015, vol. 2, issue 4, pp. 66–73 (in Russian).
6. Zhang Q. X., Liu A. Q., Li J., Yu A. B. Fabrication technique for microelectromechanical systems vertical comb-drive actuators on a monolithic silicon substrate. *J. Vac. Sci. Technol.* Jan/Feb 2005. B23 1, pp. 32–41.
7. Weng K.-Y., Wang M.-Y., Tsai P.-H. Planarize the sidewall ripples of silicon deep reactive ion etching, *NSTI-Nanotech 2004*, vol. 1, 2004, pp. 473–476.
8. Filipovic L., Lacerda de Orio R., Selberherr S. Effects of Sidewall Scallops on the Performance and Reliability of Filled Copper and Open Tungsten TSVs, *2014 IEEE 21st International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits (IPFA)*, pp. 321–326.
9. Barlian A. A., Mukundan V., Park S.-J., Pruitt B. L. Design, fabrication, and characterization of piezoresistive MEMS shear stress sensors, *Proceedings of IMECE 2005. ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*. November 5–11, 2005, Orlando, Florida USA, pp. 6.
10. Gotra Z. Yu. Tekhnologiya mikroelektronnykh ustroystv: Spravochnik, Moscow, Radio i svyaz', 1991, 528 p. (in Russian).
11. Pirs K., Adams A., Kats L., Tsay Dzh., Seydel T., Makgillis D. Tekhnologiya SBIS: v 2-kh kn. Kn. 1. Per. s angl. Ed. S. Zi. Moscow, Mir, 1986, 404 p.
12. Pautkin V. Ye., Mishanin A. Ye., Vergazov I. R. Sposob izgotovleniya kristallov mikroelektromekhanicheskikh sistem, *Patent RF № 2625248 MPK N01L 21/308*, Zayavka № 2016138485 ot 28.09.2016; opubl. 18.09.2017, byul. № 20 (in Russian).
13. Pautkin V. Ye., Abdullin F. A., Mishanin A. Ye. Issledovaniye stenok vertikal'nykh kremniyevykh struktur, sformirovannykh metodami glubokogo BOSCH-travleniya, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2018, vol. 20, no. 9, pp. 535–542 (in Russian).
14. Pautkin V. Ye. Issledovaniye ploskostey kremniyevykh struktur, poluchennykh travleniyem v rastvore gidroksida kaliya, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2018, vol. 20, no. 12, pp. 738–744 (in Russian).
15. Pautkin V. Ye., Abdullin F. A. Sposob formirovaniya oblastey kremniya v ob'yeme kremniyevoy plastiny, *Patent RF № 2672033 MPK H01L 21/306*, Zayavka № 2017139393 ot 13.11.2017; opubl. 08.11.2018, byul. № 31 (in Russian).

А. Н. Волобуев, д-р техн. наук, проф.,
Самарский государственный медицинский университет. Кафедра медицинской и биологической физики, volobuev47@yandex.ru

О НЕКОТОРЫХ ПРОБЛЕМАХ СОЗДАНИЯ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА: СТОХАСТИЧЕСКАЯ ФУНКЦИЯ МОЗГА

Поступила в редакцию 20.06.2019

Рассмотрены два принципа работы мозга: детерминированный, обычно моделируемый на основе схемы перцептрона, и стохастический. Показано, что только при условии моделирования стохастической функции мозга возможно создание полноценного искусственного интеллекта, способного генерировать новое знание, т. е. к творческой работе. Проведено математическое моделирование нейронной сети коры полушарий головного мозга, состоящей из совокупности циклических нейронных цепей — ячеек памяти. Проанализированы модели "двумерного" и "одномерного" мозга. Для модели "одномерного мозга" рассчитано распространение возбуждения по ячейкам памяти.

Ключевые слова: искусственный интеллект, перцептрон, циклическая нейронная цепь, стохастическая функция мозга, распространение возбуждения

Введение

Головной мозг представляет собой самый сложный для понимания объект исследования. Мы до сих пор не знаем доподлинно, как он работает. Однако развитие биологии позволило прояснить многие аспекты функционирования головного мозга. Наука хорошо представляет, как работает главная составляющая структуры головного мозга — отдельный нейрон. Оказалось, что его функционирование хорошо поддается математическому описанию. Выяснено, каким образом через синаптические окончания нейроны передают информацию друг другу [1—5].

Характерной особенностью функционирования нейрона головного мозга является огромное число поступающих на нейрон сигналов от других нейронов и крайне незначительная выходная информация, передаваемая по аксону. При поступлении на нейрон информации через синаптические связи в виде импульсов нейрон может перейти всего в два состояния — сохранить покой или перейти в возбуждение.

Актуальность исследования головного мозга исключительно

высока вследствие распространенности различных заболеваний, связанных с мозгом. Среди них выделяются заболевания, приводящие к нарушению памяти. Понимание работы мозга необходимо также в проблеме создания искусственного интеллекта.

Некоторые особенности функционирования мозга человека

Рассмотрим некоторые современные представления о функционировании мозга человека.

На рис. 1 представлена упрощенная схема связей структур передачи информации в головном мозге.

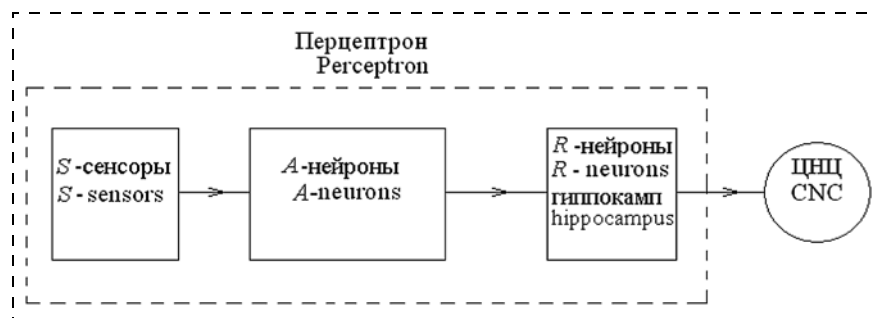


Рис. 1. Схема структур передачи информации в головном мозге
Fig. 1. Scheme of information transfer structures in the brain

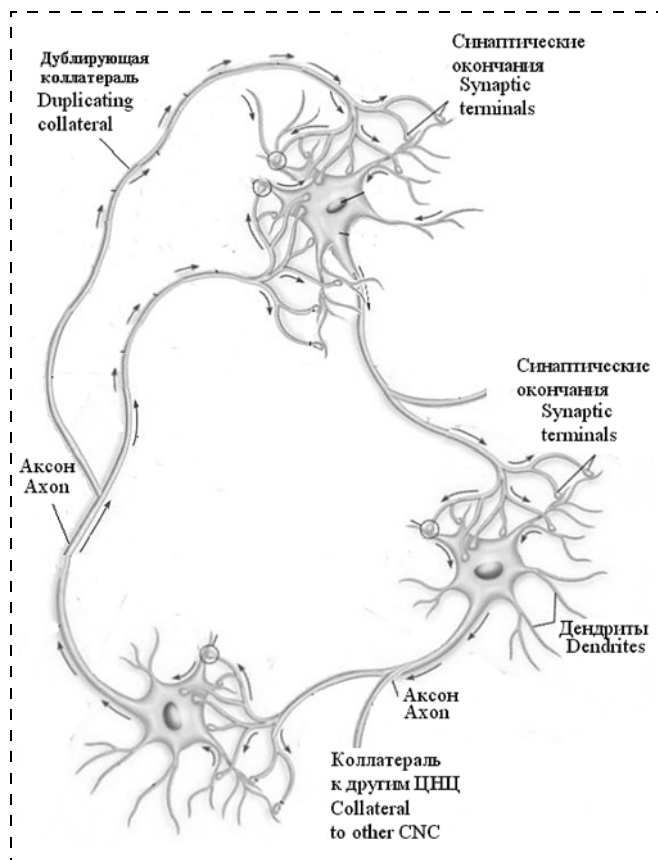


Рис. 2. Принципиальная модель ячейки памяти за счет циклической нейронной цепи
 Fig. 2. Schematic model of a memory cell due to a cyclic neural circuit

Основной ячейкой памяти в головном мозгу является циклическая нейронная цепь (ЦНЦ) [6] (*neuronal loops* [3]). Возникновение в мозгу человека некоторого понятия происходит за счет возбуждения определенной ЦНЦ. В совокупности ЦНЦ (рис. 2) являются хранителями информации.

Построение фразы, даже мысленное, приводит к возникновению потока нервных импульсов по тем ЦНЦ, которые обеспечивают хранение в памяти необходимых для построения фразы слов. Один нейрон мозга входит примерно в 10^3 ЦНЦ. Всего в головном мозгу человека имеется примерно 10^{11} нейронов [1].

Вследствие наличия ЦНЦ весь мозг представляет собой единую нейронную структуру, способную запоминать различные понятия.

При возбуждении определенной ЦНЦ, т. е. возникновении в ней потока импульсов, человек вспоминает то или иное понятие. Это возбуждение обеспечивается гиппокампом, находящимся в височных долях головного мозга, в котором хранится адресация всех ЦНЦ.

В настоящее время, используя идею, что в гиппокампе кодируется информация для сохранения в других отделах головного мозга, играющих роль долговременной памяти, пытаются моделировать

гиппокамп [7]. К сожалению, метод кодирования пока не удалось найти.

Допустим, необходимо послать информацию от некоторого адреса в гиппокампе для возбуждения определенной ЦНЦ. Для этого надо перевести этот адрес (т. е. нейрон) в возбужденное состояние и задействовать канал связи с ЦНЦ. Необходимо послать ограниченное число потенциалов действия или импульсных групп (пачек потенциалов действия) к ЦНЦ.

Перцептронный механизм передачи информации в головном мозгу

Любое понятие в головном мозгу возникает не спонтанно. Обязательно имеется какая-то причина, вследствие которой в мозгу возникает это понятие. Эта причина может быть не осознана человеком. Она может определяться информацией, поступающей от анализаторов — глаз, ушей. Она также может определяться другими рецепторными системами: обонятельными, тактильными, вкусовыми. Интеллектуальные задачи, стоящие перед человеком, также могут быть причиной возникновения в мозгу некоторого понятия.

Таким образом, в головном мозгу должна существовать некоторая система, которая на основе многочисленных сигналов, поступающих извне или рождающихся в мозгу, должна выработать сигнал для возбуждения нужного адреса в адресном поле гиппокампа.

Были предложены различные схемы, моделирующие нейронные сети. В частности, одна из наиболее удачных схем была предложена авторами работы [8]. Дальнейшее развитие моделирования нейронных сетей связано с моделью перцептрона. Схема перцептрона была предложена и математически проработана американским нейрофизиологом Фрэнком Розенблаттом [9]. В дальнейшем схема перцептрона усложнялась различными авторами [10, 11]. Например, в работе [10] предлагается перцептрон с функционально связанными несколькими ассоциативными нейронами.

В перцептроне (см. рис. 1) сигналы от внешних или внутренних сенсоров (*S*-сенсоров) поступают на ассоциативные нейроны (*A*-нейроны). В дальнейшем эти сигналы поступают на определенный адрес в гиппокампе, т. е. в *R*-нейрон, возбуждая его. По аксону *R*-нейрона сигнал передается в ЦНЦ, связанную с этим адресом. При возбуждении ЦНЦ человек вспоминает определенное понятие.

Целью нашей работы не является повторение анализа схемы перцептрона. Этот анализ широко представлен в литературе. Основное внимание мы уделим совокупности ЦНЦ в коре головного мозга и хранению информации в ней.

Каждое из понятий, например слова, имеют свои ЦНЦ, где они хранятся, и адреса в адресном поле гиппокампа. Средний культурный человек оперирует примерно 100 тысячами слов. Таким образом, в мозгу человека имеется по меньшей мере 10^5 ассоциативных нейронов и столько же адресов в гиппокампе. Нейрон становится функционально ассоциативным (специализируется) в раннем возрасте в процессе обучения человека. Возможно пополнение объема A -нейронов из общего массива нейронов (не возникновение новых нейронов) в процессе, например, изучения иностранного языка.

Некоторые принципы функционирования памяти

Рассмотрим функционирование памяти человека более детально.

Допустим, в рассуждениях участвует предмет "тарелка". Прежде всего, в коре головного мозга активизируются ЦНЦ, в которых находится зрительный образ этого предмета, и ЦНЦ, в которых запомнено его назначение. Эти ЦНЦ эволюционно относительно старые, так как зрительный образ и назначение тарелки может иметься и у домашних животных, например кошек и собак. Но у человека должны присутствовать ЦНЦ, в которых хранится, например, название предмета. Это эволюционно более поздние области коры головного мозга, отсутствующие у животных. ЦНЦ относительно, но, по-видимому, не очень жестко, специализированы. Например, ЦНЦ, в которых хранится зрительный образ, находятся в затылочной доле коры больших полушарий головного мозга. Все ЦНЦ в коре головного мозга функционально связаны, так как в процессе рассуждений может появиться необходимость вспомнить цвет тарелки, ее размер, рисунок на тарелке, материал, из которого она сделана, необходимость оценить площадь тарелки, т. е. вспомнить математическую формулу площади круга и многое другое. Поэтому можно предположить, что в процессе рассуждений захватывается вся кора больших полушарий головного мозга. Но этот захват происходит не фронтально, а в виде множества центров возбуждения. Об этом свидетельствуют также данные электроэнцефалографии (ЭЭГ). Если человек начинает решать какую-то задачу, то α -ритм сменяется на β -ритм на всей поверхности головы.

В отличие от ЭКГ, для ЭЭГ невозможно предложить универсальный эквивалентный электрический генератор (типа токового диполя). Запоминаемые понятия и образы в коре головного мозга распределяются по ЦНЦ достаточно индивидуально, в зависимости от судьбы индивидуума и наличия на момент запоминания того или иного понятия свободных от информации ЦНЦ. Вспоминание одинаковых понятий у различных людей, а,

следовательно, и возбуждение ЦНЦ, происходит в разных участках коры. Поэтому β -ритмы человека по форме очень индивидуальны.

Связи между ЦНЦ коры больших полушарий, возникающие в процессе мыслительной деятельности, можно разделить на следовые [4], т. е. детерминированные, и случайные или стохастические. Прежде всего мозг использует детерминированные связи, возникающие в виде облегченных путей проведения возбуждения между нейронами, вследствие наличия предыдущего опыта (обучения). Схема перцептрона представляет собой полностью детерминированную систему.

Однако очень важны стохастические связи. Они возникают в виде случайных контактов различных ЦНЦ, часто находящихся далеко друг от друга. Обычно эти контакты бессмысленны, но иногда они могут привести к какому-либо озарению, открытию. По-видимому, в этом суть того, что человек называет интуицией, особенно в творческой деятельности. Именно стохастические связи ЦНЦ обеспечивают научно-технический прогресс человечества, что предопределяет их особую важность.

Есть люди способные перемножать в уме пятизначные числа. В этом процессе задействованы только детерминированные связи между ЦНЦ. Нет никаких сведений, что эти люди совершили какое-либо открытие, так как у них, по-видимому, очень слаба или почти отсутствует способность к стохастическим связям ЦНЦ, т. е. к творческой работе. Фактически этот человек — компьютер. В этой связи интересно сравнить работу компьютера и головного мозга. В их функционировании есть много общего [4]. Головной мозг, так же как и компьютер, получает информацию, запоминает ее, обрабатывает и использует для дальнейших целей, в частности, для своего функционирования.

Однако между компьютером и мозгом имеется по меньшей мере два существенных различия.

Первое различие количественное. Объем памяти головного мозга неизмеримо больше объема памяти использующихся в настоящее время запоминающих устройств компьютера. Информация в ЦНЦ полушарий головного мозга поступает и запоминается в непрерывном режиме в течение всего периода бодрствования человека, т. е. десятилетия. Ни один компьютер так работать не может. Кроме того, человек рождается уже с частично имеющейся в мозгу информацией, необходимой для первоначальной жизнедеятельности.

Второе различие качественное. Компьютер работает только по принципу детерминированных связей между ячейками памяти и центральным процессором, в котором осуществляется обработка информации. Стохастические связи в компьютере отсутствуют. Более того, возникновение случайной связи, например, обращение не к тому файлу, на

который указывает курсор на дисплее, идентифицируется как сбой в работе компьютера, требующий переустановки операционной системы. Для мозга это абсолютно нормальный, очень важный стохастический режим работы, а компьютер не способен к творческой деятельности. В этом главное препятствие в создании полноценного искусственного интеллекта.

При дальнейшем анализе обратим основное внимание на стохастический режим работы головного мозга.

Некоторые принципы стохастического функционирования коры головного мозга

Кора головного мозга представляет собой трехмерный синцитий из взаимосвязанных циклических нейронных цепей — ячеек памяти. Синцитий — это тесное соединение множества однотипных клеточных структур в единый орган.

Трехмерная структура довольно сложна для анализа, поэтому прежде рассмотрим одномерную систему ячеек памяти, так называемый "одномерный мозг". В этой системе ячейки памяти — циклические нейронные цепи соединены между собой линейным образом и располагаются вдоль прямой линии — оси X .

Возбуждение какой-либо ЦНЦ осуществляется случайным образом от соседних ЦНЦ. Пусть с вероятностью $1/2$ может возбудиться ЦНЦ слева и справа от уже возбужденной ЦНЦ, которую будем считать расположенной в начале координаты $X=0$.

Найдем вероятность возбуждения ЦНЦ в произвольной точке X .

Будем исходить из следующих предположений [12]. Рассмотрим равенство

$$\cos q = \frac{1}{2} (e^{iq} + e^{-iq}), \quad (1)$$

где угловая величина $-\pi \leq q \leq \pi$.

Коэффициент $1/2$ перед e^{iq} будем считать вероятностью возбуждения правой ЦНЦ, а перед e^{-iq} — левой ЦНЦ.

Возведем левую и правую части равенства (1) в степень t , где t — безразмерная величина:

$$\begin{aligned} \cos^t q &= \left[\frac{1}{2} (e^{iq} + e^{-iq}) \right]^t = \frac{1}{2^t} e^{iqt} + \\ &+ \frac{1}{2^t} C_t^1 e^{-iq(t-1)} e^{-iq} + \frac{1}{2^t} C_t^2 e^{iq(t-2)} e^{-iq2} + \dots \\ &\dots + \frac{1}{2^t} C_t^k e^{iq(t-k)} e^{-iqk} + \dots \\ &\dots + \frac{1}{2^t} C_t^{t-1} e^{iq} e^{-iq(t-1)} + \frac{1}{2^t} e^{-iqt}, \quad (2) \end{aligned}$$

где k — текущий индекс разложения бинома.

В выражении (2) величина t принята дискретной.

Вероятность возбуждения ЦНЦ $p(t, X)$ на расстоянии X от начала координаты определим, исходя из соотношения:

$$\frac{1}{2^t} C_t^k e^{iq(t-k)} e^{-iqk} = p(t, X) e^{-iqX}. \quad (3)$$

В соотношении (3) безразмерное расстояние X нормировано на расстояние между двумя соседними ЦНЦ.

Например, при $t=2$ и $k \leq 2$ возможны варианты возбуждения ЦНЦ на следующих координатах X :

$k=0$, следовательно,

$$p(t, X) e^{-iqX} = \frac{1}{2^2} C_2^0 e^{iq(2-0)} e^{-iq0} = \frac{1}{4} e^{iq2},$$

т. е. $X=-2$ и $p(2, -2) = \frac{1}{4}$;

$k=1$, следовательно,

$$p(t, X) e^{-iqX} = \frac{1}{2^2} C_2^1 e^{iq(2-1)} e^{-iq1} = \frac{1}{2},$$

т. е. $X=0$ и $P(2, 0) = \frac{1}{2}$;

$k=2$, следовательно,

$$p(t, X) e^{-iqX} = \frac{1}{2^2} C_2^2 e^{iq(2-2)} e^{-iq2} = \frac{1}{4} e^{-iq2},$$

т. е. $X=2$ и $p(2, 2) = \frac{1}{4}$.

Возбуждение ЦНЦ на расстояниях $X = \pm 1$ невозможно, так как при $t=2$ должны последовательно возбудиться две ЦНЦ, а ближайшие к началу координат ЦНЦ должны прийти в состояние покоя. В соответствии с (3) вероятность $P(0, 0) = 1$, т. е. исходная ЦНЦ на координате $X=0$ в начальный момент времени возбуждена. Анализ возбуждений ЦНЦ при $t=2$ и $k \leq 2$ показывает, что возможно возбуждение дальних ЦНЦ при $X = \pm 2$ с вероятностью $p(2, \pm 2) = 1/4$ и возбуждение исходной ЦНЦ при $X=0$ с вероятностью $p(2, 0) = 1/2$. В последнем случае должны сначала возбудиться соседние ЦНЦ при $X = \pm 1$, затем они приводят в возбуждение ЦНЦ при $X=0$, а сами переходят в состояние покоя. Поэтому вероятность $p(2, 0) = 1/4 + 1/4 = 1/2$.

Таким образом, предположение (3) для вычисления вероятности $p(t, X)$ можно считать справедливым.

Умножим (2) с учетом (3) на $\frac{1}{2\pi} e^{iqX}$ и проинтегрируем в пределах $-\pi \leq q \leq \pi$:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[\frac{1}{2} (e^{iq} + e^{-iq}) \right]^t e^{iqX} dq = \\ & = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos^t q e^{iqX} dq = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{2^t} e^{iq(t+X)} dq + \dots \\ & \dots + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} p(t, X) e^{-iq(X-X)} dq + \dots \\ & \dots + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{2^t} e^{-iq(t-X)} dq = 0 + \dots + p(t, X) + \dots \\ & \dots + 0 = p(t, X). \end{aligned} \quad (4)$$

При выводе (4) использовали свойство символа Кронекера:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{iq(n-k)} dq = \delta_{nk} = \begin{cases} 1; & n = k \\ 0; & n \neq k \end{cases}. \quad (5)$$

Таким образом, через время t возбудится ЦНЦ на расстоянии X от начала координаты с вероятностью:

$$p(t, X) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos^t q e^{iqX} dq. \quad (6)$$

Формула (6) представляет собой обратное преобразование Фурье для Фурье-образа:

$$p(t, q) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t, X) e^{-iqX} dX. \quad (7)$$

Распространим формулы (6) и (7) на случай, когда возбужденную ЦНЦ окружают $2n$ соседних ЦНЦ, т. е. перейдем к условно n -мерному мозгу, где $n = 1, 2, 3$.

В этом случае вероятность возбуждения ЦНЦ через время t с координатой \mathbf{X} равна:

$$\begin{aligned} p(t, \mathbf{X}) &= \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{-\pi}^{\pi} \cos^t \mathbf{q} e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}} d\mathbf{q} = \\ &= \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{-\pi}^{\pi} W^t(\mathbf{q}) e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}} d\mathbf{q}, \end{aligned} \quad (8)$$

где \mathbf{X} — векторная величина; аргумент Фурье-образа \mathbf{q} является псевдовектором. Псевдовектор \mathbf{q} направлен по линии действия вектора \mathbf{X} .

В формуле (8) берется n интегралов, дифференциал $d\mathbf{q} = dq_1 \dots dq_n$, $W(\mathbf{q}) = \cos \mathbf{q} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos q_i$, $\mathbf{q}\mathbf{X}$ — скалярное произведение векторов.

Фурье-образ функции (8) имеет вид:

$$p(t, \mathbf{q}) = \int_V p(t, \mathbf{X}) e^{-i\mathbf{q}\mathbf{X}} d\mathbf{X}, \quad (9)$$

где интегрирование идет по всему объему V коры головного мозга.

В соответствии с (8) Фурье-образ (9) равен

$$p(t, \mathbf{q}) = W^t(\mathbf{q}). \quad (10)$$

Формула (8) принципиально решает поставленную задачу нахождения вероятности возбуждения ЦНЦ через время t с координатой \mathbf{X} .

Для дальнейшего анализа введем производящую функцию [13]. Фурье-образ производящей функции, используя (10), найти несложно:

$$\begin{aligned} G(Z, \mathbf{q}) &= \sum_{t=0}^{\infty} Z^t p(t, \mathbf{q}) = \sum_{t=0}^{\infty} Z^t W^t(\mathbf{q}) = \\ &= \frac{1}{1 - ZW(\mathbf{q})}, \end{aligned} \quad (11)$$

где использована формула суммы бесконечной геометрической прогрессии. Величина Z — аргумент производящей функции.

Сама производящая функция с учетом (8) имеет вид:

$$\begin{aligned} G(Z, \mathbf{X}) &= \sum_{t=0}^{\infty} Z^t p(t, \mathbf{X}) = \\ &= \frac{1}{(2\pi)^n} \sum_{t=0}^{\infty} Z^t \int_{-\pi}^{\pi} W^t(\mathbf{q}) e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}} d\mathbf{q} = \\ &= \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{t=0}^{\infty} (Z^t W^t(\mathbf{q})) e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}} d\mathbf{q} = \\ &= \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{-\pi}^{\pi} G(Z, \mathbf{q}) e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}} d\mathbf{q} = \\ &= \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}}}{1 - ZW(\mathbf{q})} d\mathbf{q}. \end{aligned} \quad (12)$$

Результат (12) можно написать сразу, как обратное преобразование Фурье от функции (11).

Информация от одной ЦНЦ к другой передается с помощью электрических импульсов (потенциалов действия). Совокупность этих импульсов можно отождествить с некоторым электрическим током I .

Допустим, что ток I вытекает из ЦНЦ при $\mathbf{X} = 0$ и растекается по всем остальным ЦНЦ.

Найдем распределение потенциала $\varphi(\mathbf{X})$ в коре головного мозга. По закону Ома:

$$I = \frac{\varphi(0) - \varphi(\mathbf{X})}{R}. \quad (13)$$

где R — условное сопротивление между ЦНЦ при $\mathbf{X} = 0$ и \mathbf{X} . Это сопротивление может носить как активный, так и реактивный характер. Пренебрегаем импульсным характером распространения возбуждения по нейронам.

Перейдем к Фурье-образу потенциала:

$$\varphi(\mathbf{q}) = \sum_{\mathbf{X}} \mathbf{e}^{-i\mathbf{q}\mathbf{X}} \varphi(\mathbf{X}), \quad (14)$$

где потенциал $\varphi(\mathbf{X})$ равен

$$\varphi(\mathbf{X}) = \frac{1}{(2\pi)^n} \sum_{\mathbf{q}} \mathbf{e}^{i\mathbf{q}\mathbf{X}} \varphi(\mathbf{q}). \quad (15)$$

Первоначально будем рассматривать расстояние между ЦНЦ при $\mathbf{X} = 0$ и $\mathbf{X} = 1$, т. е. эти ЦНЦ находятся рядом друг с другом. Подставим (15) в (13):

$$\begin{aligned} I &= \frac{1}{(2\pi)^n R_1} \sum_{\mathbf{q}} (\mathbf{e}^{i\mathbf{q}0} - \mathbf{e}^{i\mathbf{q}\mathbf{X}}) \varphi(\mathbf{q}) = \\ &= \frac{1}{(2\pi)^n R_1} \sum_{\mathbf{q}} (1 - \mathbf{e}^{i\mathbf{q}}) \varphi(\mathbf{q}), \end{aligned} \quad (16)$$

где R_1 — сопротивление между соседними ЦНЦ $\mathbf{X} = 0$ и $\mathbf{X} = 1$.

В этом случае функцию тока можно записать в виде $I(\mathbf{q}) = \frac{1}{R_1} (1 - \mathbf{e}^{i\mathbf{q}}) \varphi(\mathbf{q})$.

Если ток подается в центральную ЦНЦ при $\mathbf{X} = 0$ и растекается по всем соседним ЦНЦ, то нужно суммировать функцию тока по всем $2n$ соседним ЦНЦ [13]:

$$\begin{aligned} I &= 2n\varphi(\mathbf{q}) \frac{1}{R_1} (1 - \mathbf{e}^{i\mathbf{q}}) = \\ &= \frac{2n\varphi(\mathbf{q})}{R_1} (1 - \cos\mathbf{q} - i\sin\mathbf{q}). \end{aligned} \quad (17)$$

Мнимая часть тока физического смысла не имеет, следовательно

$$I = \frac{2n\varphi(\mathbf{q})}{R_1} (1 - \cos\mathbf{q}) = \frac{2n\varphi(\mathbf{q})}{R_1} (1 - W(\mathbf{q})), \quad (18)$$

где учтено $W(\mathbf{q}) = \cos\mathbf{q} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos q_i$.

Используя (11), получим $G(1, \mathbf{q}) = \frac{1}{1 - W(\mathbf{q})}$.

Таким образом

$$I = \frac{2n\varphi(\mathbf{q})}{R_1} (1 - W(\mathbf{q})) = \frac{2n\varphi(\mathbf{q})}{R_1 G(1, \mathbf{q})}. \quad (19)$$

Таким образом, распределение Фурье-образа потенциала имеет вид:

$$\varphi(\mathbf{q}) = \frac{IR_1}{2n} G(1, \mathbf{q}). \quad (20)$$

Рассмотрим более общий случай, когда расстояние между ЦНЦ при $\mathbf{X} = 0$ и \mathbf{X} не равно единице. Переходя в (16) к интегралу, находим ток между этими ЦНЦ:

$$I = \frac{1}{(2\pi)^n R_1} \int (1 - \mathbf{e}^{i\mathbf{q}\mathbf{X}}) \varphi(\mathbf{q}) d\mathbf{q}, \quad (21)$$

где R — сопротивление между ЦНЦ при $\mathbf{X} = 0$ и \mathbf{X} .

Подставим в (21) формулу (20):

$$I = \frac{1}{(2\pi)^n R_1} \int (1 - \mathbf{e}^{i\mathbf{q}\mathbf{X}}) \frac{IR_1}{2n} G(1, \mathbf{q}) d\mathbf{q}. \quad (22)$$

Сокращая ток I , имеем

$$R = \frac{R_1}{2n(2\pi)^n} \int (1 - \mathbf{e}^{i\mathbf{q}\mathbf{X}}) G(1, \mathbf{q}) d\mathbf{q}. \quad (23)$$

Формула (23) нуждается в корректировке [14]. Пусть ток втекает в ЦНЦ при $\mathbf{X} = 0$ и растекается по сетке ЦНЦ, т.е. по узлам сетки. Разность потенциалов между узлами 0 и \mathbf{X} равна $\Delta\varphi' = \varphi(0) - \varphi(\mathbf{X})$. Далее рассмотрим случай, когда ток втекает в узел \mathbf{X} и растекается по сетке. В этом случае разность потенциалов между узлами \mathbf{X} и 0 равна $\Delta\varphi'' = \varphi(\mathbf{X}) - \varphi(0)$. Используя принцип суперпозиции, найдем распределение потенциалов для разности этих двух состояний. В этом случае ток будет втекать в узел 0 и вытекать из узла \mathbf{X} . Имеем:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= \Delta\varphi' - \Delta\varphi'' = \varphi(0) - \varphi(\mathbf{X}) - (\varphi(\mathbf{X}) - \varphi(0)) = \\ &= 2(\varphi(0) - \varphi(\mathbf{X})). \end{aligned} \quad (24)$$

Поэтому согласно (23) и (24) сопротивление R между узлами 0 и \mathbf{X}

$$R_{0\mathbf{X}} = \frac{\Delta\varphi}{I} = \frac{R_1}{n(2\pi)^n} \int (1 - \mathbf{e}^{i\mathbf{q}\mathbf{X}}) G(1, \mathbf{q}) d\mathbf{q}. \quad (25)$$

Далее рассмотрим двумерную систему [13, 15] — "двумерный мозг" (рис. 3). Анализ "двумерного мозга" значительно более сложен, чем анализ "одномерного мозга". Предполагаем, что в каждом узле двумерной сетки находится ЦНЦ. Все ЦНЦ связаны между собой, что отражается сплошными линиями.

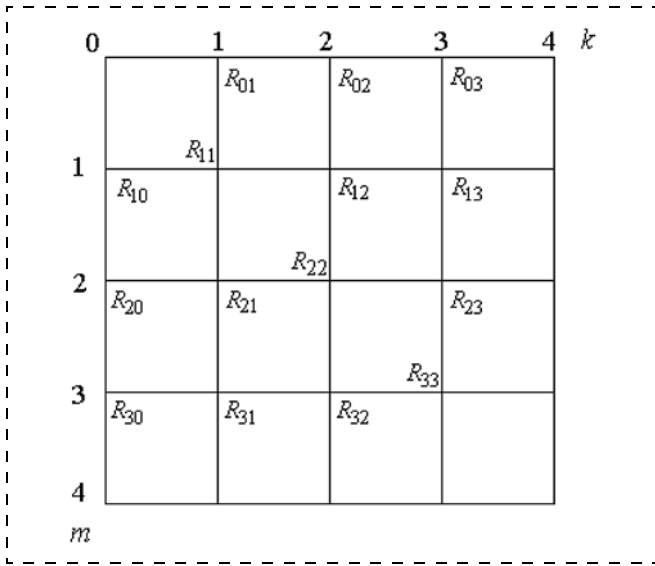


Рис. 3. Модель "двумерного мозга". Правый нижний квадрант
Fig. 3. Two-dimensional brain model. Lower right quadrant

Используя (25), найдем сопротивление между двумя ЦНЦ (узлами) по диагонали сетки при $n = 2$ (рис. 3), учитывая $G(1, \mathbf{q}) = \frac{1}{1 - W(\mathbf{q})}$:

$$R_{mm} = \frac{R_1}{2(2\pi)^2} \int \frac{(1 - e^{-iqX})}{1 - W(\mathbf{q})} d\mathbf{q} = \frac{R_1}{2(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1 - e^{im(q_1 + q_2)}}{1 - \frac{1}{2}(\cos q_1 + \cos q_2)} dq_1 dq_2, \quad (26)$$

где mm — номер узла относительно вертикали m и горизонтали k , при $k = m$ (рис. 3).

Проведем в (26) замену переменных $\theta_+ = \frac{q_1 + q_2}{2}$, $\theta_- = \frac{q_1 - q_2}{2}$ [16].

$$R_{mm} = \frac{R_1}{2(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1 - e^{2im\theta_+}}{1 - \cos\theta_+ \cos\theta_-} |J(\theta_+, \theta_-)| d\theta_+ d\theta_- = \frac{R_1}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} (1 - e^{2im\theta_+}) \frac{1}{2} d\theta_+ \int_0^{2\pi} \frac{d\theta_-}{1 - \cos\theta_+ \cos\theta_-}, \quad (27)$$

где якобиан замены

$$J(\theta_+, \theta_-) = \begin{vmatrix} \frac{\partial\theta_+}{\partial q_1} & \frac{\partial\theta_+}{\partial q_2} \\ \frac{\partial\theta_-}{\partial q_1} & \frac{\partial\theta_-}{\partial q_2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{vmatrix} = -\frac{1}{4} - \frac{1}{4} = -\frac{1}{2}.$$

Нулевые пределы интегрирования для θ_- заменяем интегрированием по всему периоду от 0 до 2π , при этом удваивая интеграл.

$$\text{Используя интеграл } \int_0^{2\pi} \frac{dw}{a + b \cos w} = \frac{2\pi}{\sqrt{a^2 - b^2}}$$

[13, 15], найдем:

$$R_{mm} = \frac{R_1}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} (1 - e^{2im\theta_+}) \frac{1}{2} d\theta_+ \frac{2\pi}{\sqrt{1 - \cos^2\theta_+}} = \frac{R_1}{(2\pi)} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1 - e^{2im\theta_+}}{|\sin\theta_+|} \frac{1}{2} d\theta_+ = \frac{R_1}{(2\pi)} \int_0^{\pi} \frac{1 - e^{2im\theta_+}}{|\sin\theta_+|} d\theta_+. \quad (28)$$

Интеграл (28) можно записать в виде:

$$R_{mm} = \frac{R_1}{(2\pi)} \int_0^{\pi} \frac{1 - e^{2im\theta_+}}{e^{i\theta_+} - e^{-i\theta_+}} 2i d\theta_+ = \frac{R_1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1 - e^{2im\theta_+}}{e^{2i\theta_+} - 1} i e^{i\theta_+} d\theta_+. \quad (29)$$

Введем замену переменных: $e^{i\theta_+} = u$, так что $du = i e^{i\theta_+} d\theta_+$, пределы интегрирования $\theta_+(0, \pi) \rightarrow u(1, -1)$.

Следовательно, меняя местами пределы интегрирования, получим:

$$R_{mm} = \frac{R_1}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{(u^{2m} - 1)}{u^2 - 1} du = \frac{R_1}{\pi} \int_{-1}^1 (1 + u^2 + u^4 + u^6 + \dots + u^{2m-2}) du = \frac{R_1}{\pi} \left(u + \frac{u^3}{3} + \frac{u^5}{5} + \dots + \frac{u^{2m-1}}{2m-1} \right)_{-1}^1 = \frac{2R_1}{\pi} \left(1 + \frac{1}{3} + \frac{1}{5} + \dots + \frac{1}{2m-1} \right). \quad (30)$$

Для некоторых узлов, точнее сопротивлений между диагональными узлами и узлом 0, имеем

$$R_{11} = \frac{2R_1}{\pi}; R_{22} = \frac{2R_1}{\pi} \frac{4}{3} = \frac{8R_1}{3\pi}; R_{33} = \frac{46R_1}{15\pi} \text{ и т. д.}$$

Далее вычислим сопротивление между узлом 00 и ближайшим узлом, например по вертикали сетки. Вычисление сопротивления R_{10} проведем, используя принцип суперпозиции [14]. При этом первая цифра индекса характеризует вертикальную ось сетки, вторая цифра — горизонтальную ось.

В узел 00 подаем ток I . Он растекается по четырем сопротивлениям R_1 . По сопротивлению R_1 течет ток $I/4$.

Подаем ток I в узел 01. По тому же сопротивлению R_1 течет ток $-I/4$.

Находим разность этих двух распределений тока по решетке сопротивлений.

В этом случае в узел 00 ток входит, а из узла 01 ток выходит. По сопротивлению R_1 течет ток $I/4 - (-I/4) = I/2$. Следовательно, эквивалентное сопротивление току уменьшилось вдвое за счет решетки сопротивлений $R_{10} = R_1/2$.

Остальные сопротивления можно найти, используя следующую формулу [15]:

$$R_{m,k} = \frac{1}{4}(R_{m+1,k} + R_{m-1,k} + R_{m,k+1} + R_{m,k-1}). \quad (31)$$

Формула (31) показывает, что сопротивление от узла 00 до какого-либо узла сетки равно среднему от сопротивлений до всех соседних узлов.

Например, найдем сопротивление от узла 00 до узла 20, т. е. R_{20} . Используя (31), имеем

$$R_{10} = \frac{1}{4}(R_{20} + R_{00} + R_{11} + R_{1,-1}).$$

Учитывая симметрию сетки, используем $R_{11} = R_{1,-1}$. Следовательно, $\frac{R_1}{2} = \frac{1}{4}(R_{20} + 0 + 2\frac{2R_1}{\pi})$ и $R_{20} = (2 - \frac{4}{\pi})R_1$.

Найдем сопротивление от узла 00 до узла 21, т. е. R_{21} . Используя (31), получим $R_{11} = \frac{1}{4}(R_{21} + R_{01} + R_{12} + R_{10})$. Учитывая симметрию сетки, используем $R_{21} = R_{12}$ и $R_{01} = R_{10}$. Следовательно,

$$\frac{2R_1}{\pi} = \frac{1}{4}\left[2R_{21} + \frac{R_1}{2} + \frac{R_1}{2}\right] \text{ и } R_{21} = \left(\frac{4}{\pi} - \frac{1}{2}\right)R_1.$$

Рассмотрим простейшую модель регистрации биопотенциалов при электроэнцефалографии.

При ЭЭГ электроды накладываются на поверхность головы попарно и симметрично. Проанализируем разность потенциалов между такими электродами.

Найдем разность потенциалов между двумя ЦНЦ с координатами \mathbf{X}_1 и \mathbf{X}_2 .

Используя (25), найдем:

$$\Delta\varphi = \frac{IR_1}{n(2\pi)^n} \int (1 - e^{i\mathbf{q}_1\mathbf{X}_1}) G(1, \mathbf{q}_1) d\mathbf{q}_1 - \frac{IR_1}{n(2\pi)^n} \int (1 - e^{i\mathbf{q}_2\mathbf{X}_2}) G(1, \mathbf{q}_2) d\mathbf{q}_2 =$$

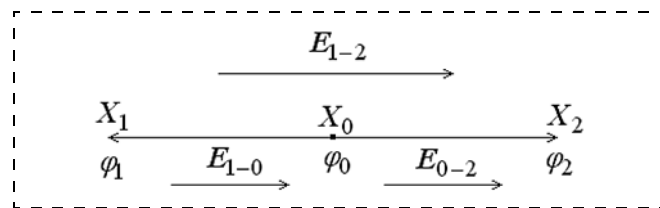


Рис. 4. Схема распределения параметров при регистрации ЭЭГ
Fig. 4. The distribution scheme of parameters during registration of the EEG

$$= -\frac{IR_1}{n(2\pi)^n} \int e^{i\mathbf{q}_1\mathbf{X}_1} G(1, \mathbf{q}_1) d\mathbf{q}_1 + \frac{IR_1}{n(2\pi)^n} \int e^{i\mathbf{q}_2\mathbf{X}_2} G(1, \mathbf{q}_2) d\mathbf{q}_2. \quad (32)$$

При выводе (32) учтено, что $\frac{IR_1}{n(2\pi)^n} \int G(1, \mathbf{q}_1) d\mathbf{q}_1 = \frac{IR_1}{n(2\pi)^n} \int G(1, \mathbf{q}_2) d\mathbf{q}_2$, так как вид подынтегральных функций и пределы интегрирования одинаковые.

Предположим, что электроды на поверхность головы наложены симметрично, как это обычно имеет место при регистрации ЭЭГ. Рассмотрим схему измерения разности потенциалов при этом более подробно.

В замкнутом треугольнике сопротивлений разность потенциалов

$$\Delta\varphi_{1-2} = \Delta\varphi_{1-0} + \Delta\varphi_{0-2}. \quad (33)$$

Исследуем простейший вариант, когда точки наложения электродов и нулевая точка потенциала расположены на одной прямой (рис. 4).

В этом случае из (33) следует:

$$\frac{\Delta\varphi_{1-2}}{\Delta X_{1-2}} = \frac{\Delta\varphi_{1-0}}{\Delta X_{1-0}} + \frac{\Delta\varphi_{0-2}}{\Delta X_{0-2}}. \quad (34)$$

Формула (34) отражает баланс напряженностей электрического поля $E_{1-2} = E_{1-0} + E_{0-2}$. Учитывая симметрию схемы рис. 4, можно записать $E_{1-2} = 2E_{0-2}$ или $\Delta\varphi_{1-2} = 2\Delta\varphi_{0-2}$, а формулу (32) использовать в следующем виде:

$$\Delta\varphi = \frac{2IR_1}{n(2\pi)^n} \int e^{i\mathbf{q}_2\mathbf{X}_2} G(1, \mathbf{q}_2) d\mathbf{q}_2 = \frac{2IR_1}{n(2\pi)^n} \int \cos(\mathbf{q}\mathbf{X}_2) G(1, \mathbf{q}_2) d\mathbf{q}_2 = \frac{2IR_1}{n(2\pi)^n} \int \frac{\cos(\mathbf{q}\mathbf{X}_2)}{1 - W(\mathbf{q}_2)} d\mathbf{q}_2. \quad (35)$$

В (35) мнимые слагаемые не учитываются.

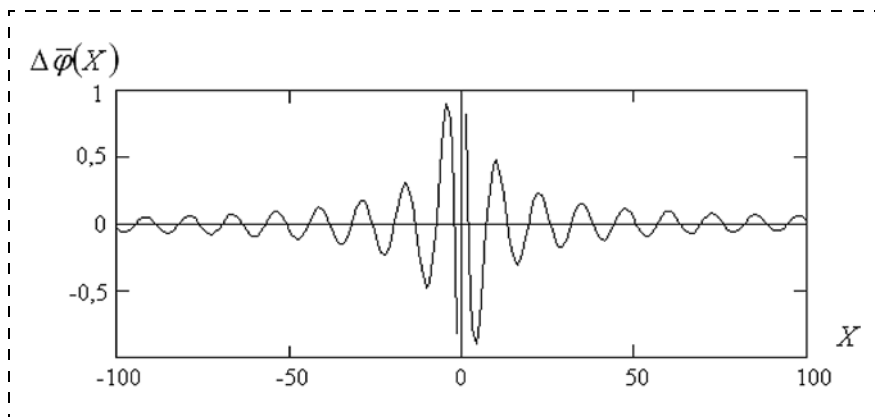


Рис. 5. Изменение потенциала по безразмерной координате X в "одномерном мозге"
 Fig. 5. Change in potential along the dimensionless coordinate X in the "one-dimensional brain"

Нормируя формулу (35), получим:

$$\Delta \bar{\varphi}(\mathbf{X}) = \frac{\Delta \varphi(\mathbf{X})}{IR_1} = \frac{2}{n(2\pi)^n} \int_{\mathbf{q}} \frac{\cos(\mathbf{q}\mathbf{X})}{1 - W(\mathbf{q})} d\mathbf{q}. \quad (36)$$

Формула (36) позволяет вычислить разность потенциалов между электродами, моделирующую разность потенциалов при ЭЭГ.

Рассмотрим простейший случай "одномерного мозга" $n = 1$. При этом формула (36) преобразуется к виду:

$$\Delta \bar{\varphi}(X) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\cos(qX)}{1 - \cos q} dq. \quad (37)$$

Функцию (37) несложно определить численно. Однако при $q = 0$ подынтегральное выражение имеет сингулярность. Эту сингулярность нужно исключить при численном интегрировании (37). Кроме того, безразмерную разность потенциалов в "одномерном мозге" между узлами $X = \pm 1$ можно найти аналитически. Она равна $\Delta \bar{\varphi}(X) = -2 = [-1 - (+1)]$.

На рис. 5 показано, как возбуждение от ЦНС при $X = 0$ распространяется в обе стороны "одномерного мозга". Это распространение носит колебательный характер.

Колебания потенциала, в соответствии с (13), сопровождаются колебаниями тока.

Распространение возбуждения осуществляется с некоторой скоростью, в мозге человека $V = 20...30$ м/с. Поэтому, вследствие $X = Vt$, рис. 5 отражает также временной характер распространения возбуждения. В этом случае рис. 5 можно отождествить с α -ритмом электроэнцефалограммы мозга.

Полученные результаты вряд ли можно считать полностью адекватными, так как "одномерный мозг" не может служить полноценной моделью реального мозга.

Для более сложных случаев, тем более для "трехмерного мозга", вычисление интеграла (36) затруднительно.

Заключение

В настоящее время проблема создания искусственного интеллекта базируется на разработке программного обеспечения для искусственных нейронных сетей с возможностью их обучения. Конструкция искусственных нейронных сетей в основном базируется на модели перцептрона разной степени сложности.

Однако этот путь не может привести к возникновению искусственного интеллекта, который мог бы не только обучаться известным знаниям, но и формировать новые знания.

Данное препятствие связано с тем, что любые разновидности искусственных нейронных сетей, применяемые в настоящее время, в частности на основе схемы перцептрона, являются детерминированными.

Мозг человека функционирует также и в стохастическом режиме, который обеспечивает возможность его творческой работы и генерирования нового знания.

Принципы стохастической работы мозга, рассмотренные выше, позволяют наметить пути создания полноценного искусственного интеллекта.

Список литературы

1. Хьюбел Д., Стивенс Ч., Кэндел Э. и др. Мозг / Пер. с англ. М.: Мир, 1987. 280 с.
2. Ходоров Б. И. Проблема возбудимости. Л.: Медицина, 1969. 304 с.
3. Carola R., Harley J. P., Novac C. R. Human Anatomy and Physiology. New York, London, Paris: McGraw-Hill Publishing Company, 1990.
4. Гайтон А. К., Холл Дж. Э. Медицинская физиология / Пер. с англ. М.: Логосфера, 2008. 894 с.
5. Камкин А., Каменский А. Фундаментальная и клиническая физиология. М.: Академия, 2004. 1072 с.
6. Волобуев А. Н., Пятин В. Ф., Романчук Н. П. и др. Когнитивная дисфункция при перевозбуждении структур головного мозга // Врач. 2018. № 9. С. 17–20.
7. Sandler R. A., Dong Song, Hampson R. E., et al. Hippocampal closed-loop modeling and implications for seizure simulation design // Journal of Neural Engineering, 2015. Vol. 12. No. 5. P. 056016.
8. McCullough W. S., Pitts W. A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity // Bulletin of Mathematical Biophysics. 1943. Vol. 5. P. 115–133.
9. Rosenblatt F. The perceptron, a probabilistic model for information storage and organization in the brain // Psych. Rev., 1958. Vol. 65. P. 386–408.

10. **Hopfield J. J.** Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities // *Proceeding of the National Academy of Sciences USA*, 1982. Vol. 79. P. 2554—2558.

11. **Brown D., Rothery P.** *Models in Biology: Mathematics, Statistics and Computing*. Cambridge, Chichester, NY: John Wiley & Sons, 1993. 688 p.

12. **Гречко Л. Г., Сугаков В. И., Томасевич О. Ф., Федорченко А. М.** Сборник задач по теоретической физике. М.: Высшая школа, 1972. 336 с.

13. **Левитов Л. С., Шитов А. В.** *Функции Грина. Задачи и решения*. М.: Физматлит, 2003. 392 с.

14. **Скопенков М. Б., Пахарев А. А., Устинов А. В.** Сквозь сеть сопротивлений // *Математическое просвещение*. Сер. 3. 2014. Вып. 18. С. 33—65.

15. **Спицер Ф.** *Принципы случайного блуждания* / Пер. с англ. М.: Мир, 1969. 472 с.

16. **Фихтенгольц Г. М.** *Курс дифференциального и интегрального исчисления*. Т. III. М.: Наука, 1966. 656 с.

A. N. Volobuev, D. Sc., Professor,
Samara State Medical University

Corresponding author:

Volobuev Andrej N., D. Sc., Professor, volobuev47@yandex.ru, Samara State Medical University, volobuev47@yandex.ru

About Some Problems of an Artificial Intellect Creation: Stochastic Function of a Brain

Received on June 20, 2019

Accepted on July 8, 2019

Two principles of a brain effort are considered: determined, usually modeled on the basis of the perceptron circuit, and stochastic. It is shown that only under condition of modeling stochastic function of a brain probably creation of the adequate artificial intellect capable to generate new knowledge, i.e. to creative work. It is lead mathematical modeling of a neural network of the cerebral cortex, consisting of set of the neuronal loops — units of a memory. Models of a "two-dimensional" and "one-dimensional" brain are analyzed. For model of a "one-dimensional" brain the propagation of excitation on units of memory is researched.

Keywords: an artificial intellect, perceptron, a neuronal loop, stochastic function of a brain, propagation of excitation

For citation:

Volobuev A. N. About Some Problems of an Artificial Intellect Creation: Stochastic Function of a Brain, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 10, pp. 617—633.

DOI: 10.17587/nmst.21.617-633

Introduction

The brain is the most difficult to understand object of study. We still do not know for certain how the brain works. However, the development of biology has clarified many aspects of the functioning of the brain. Science is well aware of how the main component of the structure of the brain — a separate neuron — works. It turned out that its functioning lends itself well to mathematical description. It was found out how neurons transmit information to each other through synaptic terminals [1—5].

A characteristic feature of the functioning of a brain neuron is the huge number of signals coming from other neurons to the neuron and extremely insignificant output information transmitted along the axon. When information arrives at the neuron through synaptic connections in the form of pulses, the neuron can go into only two states — to maintain peace or go into excitation.

The relevance of the study of the brain is extremely high due to the prevalence of various diseases associated with the brain. Among them, diseases leading to impaired memory are distinguished. An understanding of

the functioning of the brain is also necessary in the problem of creating artificial intelligence.

Some features of the functioning of the human brain

Consider some modern ideas about the functioning of the human brain.

Fig. 1 shows a simplified diagram of the relationships of information transfer structures in the brain.

The main memory cell in the brain is the cyclic neuronal chain (CNC) [6] (neuronal loops [3]). The emergence in the human brain of a certain concept occurs due to the excitation of a certain center. In aggregate, the CNC's (fig. 2) are the custodians of information.

The construction of a phrase, even the mental one, leads to the emergence of a flow of nerve impulses along those CNCs that provide storage in memory of the words necessary for constructing a phrase. One brain neuron enters approximately in 10^3 CNCs. In total, there are approximately 10^{11} neurons in the human brain [1].

Due to the presence of the central nervous system, the whole brain is a single neural structure that can remember various concepts.

Upon excitation of a certain center, i.e. the occurrence of a stream of impulses in it, a person recalls a particular concept. This excitement is provided by the hippocampus located in the temporal lobes of the brain, in which the addressing of all the central brain centers is stored.

Currently, using the idea that information is encoded in the hippocampus for storage in other parts of the brain that play the role of long-term memory, they are trying to model the hippocampus [7]. Unfortunately, the encoding method has not yet been found.

Suppose you want to send information from a certain address in the hippocampus to excite a specific center. To do this, it is necessary to translate this address (i.e., neuron) into an excited state and use the communication channel with the CNC. It is necessary to send a limited number of action potentials or impulse groups (packs of action potentials) to the CNC.

Perceptron mechanism of information transfer in the brain

Any concept in the brain does not arise spontaneously. There is certainly some reason why this concept arises in the brain. This reason may not be realized by man. It can be determined by the information coming from the analyzers — eyes, ears. It can also be determined by other receptor systems: olfactory, tactile, and taste. The intellectual tasks facing a person can also be the cause of a certain concept in the brain.

Thus, a certain system must exist in the brain, which, on the basis of numerous signals arriving from outside or originating in the brain, must develop a signal to excite the desired address in the address field of the hippocampus.

Various schemes have been proposed that simulate neural networks. In particular, one of the most successful schemes was proposed by the authors of [8]. Further development of neural network modeling is associated with the perceptron model. The perceptron scheme was proposed and mathematically worked out by the American neurophysiologist Frank Rosenblatt [9]. Subsequently, the perceptron scheme was complicated by various authors [10, 11]. For example, a perceptron with functionally connected several associative neurons was proposed in [10].

In the perceptron (see fig. 1), signals from external or internal sensors (*S*-sensors) arrive at associative neurons (*A*-neurons). Subsequently, these signals arrive at a specific address in the hippocampus, i.e. into an *R*-neuron, exciting it. On the axon of the *R*-neuron, the signal is transmitted to the central logic center associated with this address. When excited by the CNC, a person recalls a certain concept.

The aim of our work is not to repeat the analysis of the perceptron scheme. This analysis is widely represented in the literature. We will focus on the totality of

the CNC in the cerebral cortex and the storage of information in it.

Each of the concepts, for example words, has its own CNC, where they are stored, and addresses in the address field of the hippocampus. The average cultural person operates approximately 100 thousand words. Thus, in the human brain there are at least 10^5 associative neurons and the same number of addresses in the hippocampus. A neuron becomes functionally associative (specializes) at an early age in the process of human learning. It is possible to replenish the volume of *A*-neurons from the general array of neurons (not the emergence of new neurons) in the process, for example, learning a foreign language.

Some principles of memory functioning

Consider the functioning of human memory in more detail.

Suppose the subject "plate" is involved in the discussion. First of all, in the cerebral cortex, the central brain centers are activated, in which the visual image of this object is located, and the central brain center, in which its purpose is remembered. These CNCs are evolutionarily relatively old, since the visual image and purpose of the plate can be found in domestic animals, such as cats and dogs. But a person must have a CNC in which, for example, the name of the item is stored. These are evolutionarily later areas of the cerebral cortex that are absent in animals. The CNC is relatively, but, apparently, not very tough, specialized. For example, the central brain centers, in which the visual image is stored, are located in the occipital lobe of the cerebral cortex. All CNCs in the cerebral cortex are functionally connected, since in the process of reasoning it may be necessary to recall the color of the plate, its size, the pattern on the plate, the material from which it is made, the need to estimate the area of the plate, i.e. remember the mathematical formula for the area of a circle and much more. Therefore, we can assume that in the process of reasoning, the entire cortex of the cerebral hemispheres is captured. But this capture does not occur frontally, but in the form of many centers of excitation. This is also evidenced by the data of electroencephalography (EEG). If a person begins to solve some problem, then the α -rhythm is replaced by the β -rhythm on the entire surface of the head.

Unlike an ECG, it is impossible to offer a universal equivalent electric generator (such as a current dipole) for an EEG. Memorized concepts and images in the cerebral cortex are distributed according to the CNC individually enough, depending on the fate of the individual and the presence at the time of memorization of one or another concept free of information from the CNC. The recollection of the same concepts in different people, and, consequently, the excitation of the central nervous system, occurs in different parts of the

cortex. Therefore, human β -rhythms in form are very individual.

The connections between the central cerebral hemisphere cortex that arise in the process of mental activity can be divided into trace ones [4], i.e. deterministic and random or stochastic. First of all, the brain uses deterministic connections arising in the form of facilitated pathways for conducting excitation between neurons, due to the presence of previous experience (training). The perceptron scheme is a completely deterministic system.

However, stochastic connections are very important. They arise in the form of random contacts of various CNC's, often located far from each other. Usually these contacts are meaningless, but sometimes they can lead to some kind of insight, discovery. Apparently, this is the essence of what a person calls intuition, especially in creative activity. It is the stochastic ties of the CNC that ensure the scientific and technological progress of mankind, which predetermines their special importance.

There are people who can multiply five-digit numbers in the mind. In this process, only deterministic links between the CNC are involved. There is no information that these people made any discovery, since they apparently have very weak or almost no ability to stochastic connections of the CNC, i.e. to creative work. In fact, this person is a computer. In this regard, it is interesting to compare the operation of the computer and the brain. Their functioning has a lot in common [4]. The brain, like a computer, receives information, remembers it, processes and uses it for further purposes, in particular, for its functioning.

However, there are at least two significant differences between the computer and the brain.

The first difference is quantitative. The amount of memory in the brain is immeasurably greater than the amount of memory currently used in computer storage devices. Information in the central brain center of the cerebral hemispheres is received and stored continuously during the entire period of human wakefulness, i.e. decades. No computer can work like that. In addition, a person is born already with partially available information in the brain necessary for the initial life activity.

The second difference is qualitative. A computer works only on the principle of deterministic connections between memory cells and a central processor in which information is processed. There are no stochastic connections in the computer. Moreover, the occurrence of a random connection, for example, accessing the wrong file indicated by the cursor on the display, is identified as a malfunction of the computer that requires reinstalling the operating system. For the brain, this is an absolutely normal, very important stochastic mode of operation, and the computer is not capable of

creative activity. This is the main obstacle to the creation of full-fledged artificial intelligence.

For further analysis, we will focus on the stochastic mode of the brain.

Some principles of stochastic functioning of the cerebral cortex

The cerebral cortex is a three-dimensional syncytium of interconnected cyclic neural circuits — memory cells. Syncytium is a close connection of many of the same type of cellular structures into a single organ.

The three-dimensional structure is rather complicated for analysis, so first we consider the one-dimensional system of memory cells, the so-called "one-dimensional brain". In this system, memory cells — cyclic neural circuits are interconnected in a linear manner and are located along a straight line — the X axis.

Excitation of any CNC is carried out randomly from neighboring CNCs. Suppose that, with a probability $1/2$, the CNC can be excited to the left and to the right of the already excited CNC, which we will consider to be located at the origin $X = 0$.

We find the probability of excitation of the CNC at an arbitrary point X .

We will proceed from the following assumptions [12]. We consider the equality

$$\cos q = \frac{1}{2} (e^{iq} + e^{-iq}), \quad (1)$$

where the angular value is $-\pi \leq q \leq \pi$.

We will consider the coefficient $1/2$ before e^{iq} to be the probability of excitation of the right center, and before e^{-iq} — the left center.

We raise the left and right sides of equality (1) to the power of t , where t is the dimensionless quantity:

$$\begin{aligned} \cos^t q &= \left[\frac{1}{2} (e^{iq} + e^{-iq}) \right]^t = \frac{1}{2^t} e^{iqt} + \\ &+ \frac{1}{2^t} C_t^1 e^{-iq(t-1)} e^{-iq} + \frac{1}{2^t} C_t^2 e^{iq(t-2)} e^{-iq2} + \dots \\ &\dots + \frac{1}{2^t} C_t^k e^{iq(t-k)} e^{-iqk} + \dots \\ &\dots + \frac{1}{2^t} C_t^{t-1} e^{iq} e^{-iq(t-1)} + \frac{1}{2^t} e^{-iqt}, \end{aligned} \quad (2)$$

where k is the current binomial expansion index.

In (2), the value of t is assumed to be discrete.

The probability of excitation of the CNC is $p(t, X)$ at a distance X from the coordinate origin is determined based on the relation:

$$\frac{1}{2^t} C_t^k e^{iq(t-k)} e^{-iqk} = p(t, X) e^{-iqX}. \quad (3)$$

In relation (3), the dimensionless distance X is normalized to the distance between two neighboring CNCs.

For example, at $t = 2$ and $k \leq 2$ with and there are possible options for the excitation of the CNC at the following X coordinates:

$k = 0$, consequently,

$$p(t, X)e^{-iqX} = \frac{1}{2^2} C_2^0 e^{iq(2-0)} e^{-iq0} = \frac{1}{4} e^{iq2},$$

i.e. $X = -2$ and $p(2, -2) = \frac{1}{4}$;

$k = 1$, consequently,

$$p(t, X)e^{-iqX} = \frac{1}{2^2} C_2^1 e^{iq(2-1)} e^{-iq1} = \frac{1}{2},$$

i.e. $X = 0$ and $P(2, 0) = \frac{1}{2}$;

$k = 2$, consequently,

$$p(t, X)e^{-iqX} = \frac{1}{2^2} C_2^2 e^{iq(2-2)} e^{-iq2} = \frac{1}{4} e^{-iq2},$$

i.e. $X = 2$ and $p(2, 2) = \frac{1}{4}$.

Excitation of the CNC at distances $X = \pm 1$ is impossible, since at $t = 2$ two central CNCs should be excited, and those closest to the origin of the CNC should come to rest. In accordance with (3), the probability $P(0, 0) = 1$, i.e. the initial center on the coordinate $X = 0$ at the initial time is excited. An analysis of the excitations of the CNC at $t = 2$ and $k \leq 2$ shows that it is possible to excite the distant CNC at $X = \pm 2$ with probability $p(2, \pm 2) = 1/4$ and the excitation of the original CNC at $X = 0$ with probability $p(2, 0) = 1/2$. In the latter case, the neighboring CNCs must first be excited at $X = \pm 1$, then they cause the CNC to be excited at, and they themselves go into a state of rest. Therefore the probability $p(2, 0) = 1/4 + 1/4 = 1/2$.

Thus, assumption (3) for calculating the probability $p(t, X)$ can be considered valid.

Multiply (2) by (3) by $\frac{1}{2\pi} e^{iqX}$ and integrate within $-\pi \leq q \leq \pi$:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left[\frac{1}{2} (e^{iq} + e^{-iq}) \right]^t e^{iqX} dq = \\ & = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos^t q e^{iqX} dq = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{2^t} e^{iq(t+X)} dq + \dots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \dots + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} p(t, X) e^{-iq(X-X)} dq + \dots \\ & \dots + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{2^t} e^{-iq(t-X)} dq = 0 + \dots + p(t, X) + \dots \\ & \dots + 0 = p(t, X). \end{aligned} \quad (4)$$

When deriving (4), we used the property of the Kronecker symbol:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{iq(n-k)} dq = \delta_{nk} = \begin{cases} 1; & n = k \\ 0; & n \neq k \end{cases}. \quad (5)$$

Thus, after a time t , the CNC will be excited at a distance X from the coordinate origin with probability:

$$p(t, X) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos^t q e^{iqX} dq. \quad (6)$$

Formula (6) is the inverse Fourier transform for the Fourier transform:

$$p(t, q) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t, X) e^{-iqX} dX. \quad (7)$$

We extend the formulas (6) and (7) to the case when the excited center is surrounded by $2n$ neighboring centers, i.e. we pass to the conditionally n -dimensional brain, where $n = 1, 2, 3$.

In this case, the probability of excitation of the CNC after time t with the coordinate X is equal to:

$$\begin{aligned} p(t, \mathbf{X}) &= \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{-\pi}^{\pi} \cos^t \mathbf{q} e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}} d\mathbf{q} = \\ &= \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{-\pi}^{\pi} W^t(\mathbf{q}) e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}} d\mathbf{q}, \end{aligned} \quad (8)$$

where X is a vector quantity, the argument of the Fourier image \mathbf{q} is a pseudovector. The pseudovector \mathbf{q} is directed along the line of action of the vector \mathbf{X} . In formula (8), in integrals are taken, the differential $d\mathbf{q} = dq_1 \dots dq_n$, $W(\mathbf{q}) = \cos \mathbf{q} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos q_i$, $\mathbf{q}\mathbf{X}$ — are scalar product of vectors.

The Fourier transform of function (8) has the form:

$$p(t, \mathbf{q}) = \int_V p(t, \mathbf{X}) e^{-i\mathbf{q}\mathbf{X}} d\mathbf{X}, \quad (9)$$

where integration is throughout the entire volume of the V cortex.

In accordance with (8), the Fourier image (9) is equal to:

$$p(t, \mathbf{q}) = W^t(\mathbf{q}). \quad (10)$$

Formula (8) fundamentally solves the problem of finding the probability of excitation of the CNC after a time t with the coordinate \mathbf{X} .

For further analysis, we introduce the generating function [13]. The Fourier transform of the generating function using (10) is easy to find:

$$G(Z, \mathbf{q}) = \sum_{t=0}^{\infty} Z^t p(t, \mathbf{q}) = \sum_{t=0}^{\infty} Z^t W^t(\mathbf{q}) = \frac{1}{1 - ZW(\mathbf{q})}, \quad (11)$$

where the formula of the sum of infinite geometric progression is used. The value Z is the argument of the generating function.

The generating function itself, taking into account (8), has the form:

$$\begin{aligned} G(Z, \mathbf{X}) &= \sum_{t=0}^{\infty} Z^t p(t, \mathbf{X}) = \\ &= \frac{1}{(2\pi)^n} \sum_{t=0}^{\infty} Z^t \int_{-\pi}^{\pi} W^t(\mathbf{q}) e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}} d\mathbf{q} = \\ &= \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{t=0}^{\infty} (Z^t W^t(\mathbf{q})) e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}} d\mathbf{q} = \\ &= \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{-\pi}^{\pi} G(Z, \mathbf{q}) e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}} d\mathbf{q} = \\ &= \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}}}{1 - ZW(\mathbf{q})} d\mathbf{q}. \end{aligned} \quad (12)$$

The result (12) can be written immediately as the inverse Fourier transform of function (11).

Information from one CNC to another is transmitted using electrical pulses (action potentials). The combination of these pulses can be identified with some electric current I .

Let us assume that the current I flows from the CNC at $\mathbf{X} = 0$ and spreads over all the other central CNCs.

Find the distribution of potential $\varphi(\mathbf{X})$ in the cerebral cortex. By Ohm's Law:

$$I = \frac{\varphi(0) - \varphi(\mathbf{X})}{R}. \quad (13)$$

where R is the conditional resistance between the CNC at $\mathbf{X} = 0$ and \mathbf{X} . This resistance can be both active and reactive. We neglect the pulsed nature of the propagation of excitation through neurons.

Let's move on to the Fourier transform of the potential:

$$\varphi(\mathbf{q}) = \sum_{\mathbf{X}} e^{-i\mathbf{q}\mathbf{X}} \varphi(\mathbf{X}), \quad (14)$$

where is the potential $\varphi(\mathbf{X})$ is equal to

$$\varphi(\mathbf{X}) = \frac{1}{(2\pi)^n} \sum_{\mathbf{q}} e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}} \varphi(\mathbf{q}). \quad (15)$$

Initially, we will consider the distance between the CNC at $\mathbf{X} = 0$ and $\mathbf{X} = 1$, i.e. these CNCs are next to each other. Substitute (15) in (13):

$$\begin{aligned} I &= \frac{1}{(2\pi)^n R_1} \sum_{\mathbf{q}} (e^{i\mathbf{q}0} - e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}}) \varphi(\mathbf{q}) = \\ &= \frac{1}{(2\pi)^n R_1} \sum_{\mathbf{q}} (1 - e^{i\mathbf{q}}) \varphi(\mathbf{q}), \end{aligned} \quad (16)$$

where R_1 — Resistance between neighboring center $\mathbf{X} = 0$ and $\mathbf{X} = 1$.

In this case, the current function can be written as

$$I(\mathbf{q}) = \frac{1}{R_1} (1 - e^{i\mathbf{q}}) \varphi(\mathbf{q}).$$

If the current is supplied to the CNC at $\mathbf{X} = 0$ and spreads over all neighboring CNCs, then it is necessary to summarize the current function over all $2n$ neighboring CNCs [13]:

$$\begin{aligned} I &= 2n\varphi(\mathbf{q}) \frac{1}{R_1} (1 - e^{i\mathbf{q}}) = \\ &= \frac{2n\varphi(\mathbf{q})}{R_1} (1 - \cos\mathbf{q} - i\sin\mathbf{q}). \end{aligned} \quad (17)$$

The imaginary part of the current has no physical meaning, therefore:

$$I = \frac{2n\varphi(\mathbf{q})}{R_1} (1 - \cos\mathbf{q}) = \frac{2n\varphi(\mathbf{q})}{R_1} (1 - W(\mathbf{q})), \quad (18)$$

where taken into account $W(\mathbf{q}) = \cos\mathbf{q} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos q_i$.

Using (11), we obtain $G(1, \mathbf{q}) = \frac{1}{1 - W(\mathbf{q})}$, In this way:

$$I = \frac{2n\varphi(\mathbf{q})}{R_1} (1 - W(\mathbf{q})) = \frac{2n\varphi(\mathbf{q})}{R_1 G(1, \mathbf{q})}. \quad (19)$$

Thus, the distribution of the Fourier transform of the potential has the form:

$$\varphi(\mathbf{q}) = \frac{IR_1}{2n} G(1, \mathbf{q}). \quad (20)$$

Consider the more general case when the distance between the CNC at $\mathbf{X} = 0$ and \mathbf{X} is not equal to one.

Passing to the integral in (16), we find the current between these CNCs:

$$I = \frac{1}{(2\pi)^n R \mathbf{q}} \int (1 - e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}}) \varphi(\mathbf{q}) d\mathbf{q}, \quad (21)$$

where R — resistance between the CNC at $\mathbf{X} = 0$ and \mathbf{X} .

We substitute in (21) the formula (20):

$$I = \frac{1}{(2\pi)^n R \mathbf{q}} \int (1 - e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}}) \frac{IR_1}{2n} G(1, \mathbf{q}) d\mathbf{q}. \quad (22)$$

Reducing the current I , we have:

$$R = \frac{R_1}{2n(2\pi)^n \mathbf{q}} \int (1 - e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}}) G(1, \mathbf{q}) d\mathbf{q}. \quad (23)$$

Formula (23) needs to be adjusted [14]. Let the current flow into the center at $\mathbf{X} = 0$ and spreads over the grid of the CNC, i.e. on the nodes of the grid. The potential difference between nodes 0 and X is $\Delta\varphi' = \varphi(0) - \varphi(\mathbf{X})$. Next, we consider the case when the current flows into the node X and spreads over the grid. In this case, the potential difference between the nodes X and 0 is equal to $\Delta\varphi'' = \varphi(\mathbf{X}) - \varphi(0)$. Using the principle of superposition, we find the distribution of potentials for the difference of these two states. In this case, the current will flow into node 0 and flow out of node X . We have:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi' - \Delta\varphi'' = \varphi(0) - \varphi(\mathbf{X}) - (\varphi(\mathbf{X}) - \varphi(0)) = 2(\varphi(0) - \varphi(\mathbf{X})). \quad (24)$$

Therefore, according to (23) and (24), the resistance between nodes 0 and X :

$$R_{0X} = \frac{\Delta\varphi}{I} = \frac{R_1}{n(2\pi)^n} \int (1 - e^{i\mathbf{q}\mathbf{X}}) G(1, \mathbf{q}) d\mathbf{q}. \quad (25)$$

Next, we consider a two-dimensional system [13, 15] — the "two-dimensional brain" (fig. 3). The analysis of the "two-dimensional brain" is much more complicated than the analysis of the "one-dimensional brain". We assume that in each node of the two-dimensional grid there is a center. All CNCs are interconnected, which is reflected by solid lines.

Using (25), we find the resistance between the two CNCs (nodes) along the diagonal of the grid at $n = 2$ (fig. 3), taking into account $G(1, \mathbf{q}) = \frac{1}{1 - W(\mathbf{q})}$:

$$R_{mm} = \frac{R_1}{2(2\pi)^2} \int \frac{(1 - e^{-i\mathbf{q}\mathbf{X}})}{1 - W(\mathbf{q})} d\mathbf{q} = \frac{R_1}{2(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1 - e^{im(q_1 + q_2)}}{1 - \frac{1}{2}(\cos q_1 + \cos q_2)} dq_1 dq_2, \quad (26)$$

where mm is the node number relative to the vertical m and horizontal k , at $k = m$ (fig. 3).

We carry out the change of variables in (26)

$$\theta_+ = \frac{q_1 + q_2}{2}, \theta_- = \frac{q_1 - q_2}{2} \quad [16].$$

$$R_{mm} = \frac{R_1}{2(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1 - e^{2im\theta_+}}{1 - \cos\theta_+ \cos\theta_-} |J(\theta_+, \theta_-)| d\theta_+ d\theta_- = \frac{R_1}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} (1 - e^{2im\theta_+}) \frac{1}{2} d\theta_+ \int_0^{2\pi} \frac{d\theta_-}{1 - \cos\theta_+ \cos\theta_-}, \quad (27)$$

where is the Jacobian substitution

$$J(\theta_+, \theta_-) = \begin{vmatrix} \frac{\partial\theta_+}{\partial q_1} & \frac{\partial\theta_+}{\partial q_2} \\ \frac{\partial\theta_-}{\partial q_1} & \frac{\partial\theta_-}{\partial q_2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{vmatrix} = -\frac{1}{4} - \frac{1}{4} = -\frac{1}{2}.$$

Zero integration limits for θ_- replace by integration over the entire period from 0 to 2π , while doubling the integral.

$$\text{Using the integral } \int_0^{2\pi} \frac{dw}{a + b\cos w} = \frac{2\pi}{\sqrt{a^2 - b^2}} \quad [13, 15],$$

we find:

$$R_{mm} = \frac{R_1}{(2\pi)^2} \int_{-\pi}^{\pi} (1 - e^{2im\theta_+}) \frac{1}{2} d\theta_+ \frac{2\pi}{\sqrt{1 - \cos^2\theta_+}} = \frac{R_1}{(2\pi)} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1 - e^{2im\theta_+}}{|\sin\theta_+|} \frac{1}{2} d\theta_+ = \frac{R_1}{(2\pi)} \int_0^{\pi} \frac{1 - e^{2im\theta_+}}{|\sin\theta_+|} d\theta_+. \quad (28)$$

The integral (28) can be written as:

$$R_{mm} = \frac{R_1}{(2\pi)} \int_0^{\pi} \frac{1 - e^{2im\theta_+}}{e^{i\theta_+} - e^{-i\theta_+}} 2id\theta_+ = \frac{R_1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1 - e^{2im\theta_+}}{e^{2i\theta_+} - 1} ie^{i\theta_+} d\theta_+. \quad (29)$$

We introduce the change of variables $e^{i\theta_+} = u$, so $du = ie^{i\theta_+} d\theta_+$, the limits of integration are $\theta_+(0, \pi) \rightarrow u(1, -1)$.

Therefore, interchanging the limits of integration, we obtain:

$$\begin{aligned}
 R_{mm} &= \frac{R_1}{\pi} \int_{-1}^1 \frac{(u^{2m}-1)}{u^2-1} du = \\
 &= \frac{R_1}{\pi} \int_{-1}^1 (1+u^2+u^4+u^6+\dots+u^{2m-2}) du = \\
 &= \frac{R_1}{\pi} \left(u + \frac{u^3}{3} + \frac{u^5}{5} + \dots + \frac{u^{2m-1}}{2m-1} \right)_{-1}^1 = \\
 &= \frac{2R_1}{\pi} \left(1 + \frac{1}{3} + \frac{1}{5} + \dots + \frac{1}{2m-1} \right). \quad (30)
 \end{aligned}$$

For some nodes, more precisely the resistances between the diagonal nodes and node 0, we have

$$R_{11} = \frac{2R_1}{\pi}, R_{22} = \frac{2R_1}{\pi} \frac{4}{3} = \frac{8R_1}{3\pi}, R_{33} = \frac{46R_1}{15\pi} \text{ etc.}$$

Next, we calculate the resistance between node 00 and the nearest node, for example, along the vertical of the grid. Resistance calculation R_{10} draw using the principle of superposition [14]. In this case, the first digit of the index characterizes the vertical axis of the grid, the second digit — the horizontal axis.

In node 00 we apply current I . It spreads over four resistances R_1 . By resistance R_1 current $I/4$ flows.

We apply current I to node 01. For the same resistance R_1 current $-I/4$ flows.

We find the difference between these two current distributions over the resistance grid.

In this case, current enters node 00, and current exits node 01. By resistance R_1 current $I/4 - (-I/4) = I/2$ flows. Consequently, the equivalent current resistance is halved due to the resistance grid $R_{10} = R_1/2$.

The remaining resistances can be found using the following formula [15]:

$$\begin{aligned}
 R_{m,k} &= \\
 &= \frac{1}{4} (R_{m+1,k} + R_{m-1,k} + R_{m,k+1} + R_{m,k-1}). \quad (31)
 \end{aligned}$$

Formula (31) shows that the resistance from node 00 to any mesh node is equal to the average from the resistances to all neighboring nodes.

For example, we find the resistance from node 00 to node 20, i.e. R_{20} . Using (31), we have $R_{10} =$

$$= \frac{1}{4} (R_{20} + R_{00} + R_{11} + R_{1,-1}).$$

Given the symmetry of the grid, we use $R_{11} = R_{1,-1}$. Consequently,

$$\frac{R_1}{2} = \frac{1}{4} \left(R_{20} + 0 + 2 \frac{2R_1}{\pi} \right) \text{ and } R_{20} = \left(2 - \frac{4}{\pi} \right) R_1.$$

Find the resistance from node 00 to node 21, i.e. R_{21} .

Using (31), we obtain $R_{11} = \frac{1}{4} (R_{21} + R_{01} + R_{12} + R_{10})$.

Given the symmetry of the grid, we use $R_{21} = R_{12}$ and

$$R_{01} = R_{10}. \text{ Consequently, } \frac{2R_1}{\pi} = \frac{1}{4} \left[2R_{21} + \frac{R_1}{2} + \frac{R_1}{2} \right]$$

$$\text{and } R_{21} = \left(\frac{4}{\pi} - \frac{1}{2} \right) R_1.$$

Consider the simplest model for recording biopotentials in electroencephalography.

With EEG, electrodes are superimposed on the surface of the head in pairs and symmetrically. Let us analyze the potential difference between such electrodes.

We find the potential difference between the two CNCs with the coordinates \mathbf{X}_1 and \mathbf{X}_2 .

Using (25), we find:

$$\begin{aligned}
 \Delta\varphi &= \frac{IR_1}{n(2\pi)^n} \int_{\mathbf{q}_1} (1 - e^{i\mathbf{q}_1 \mathbf{X}_1}) G(1, \mathbf{q}_1) d\mathbf{q}_1 - \\
 &- \frac{IR_1}{n(2\pi)^n} \int_{\mathbf{q}_2} (1 - e^{i\mathbf{q}_2 \mathbf{X}_2}) G(1, \mathbf{q}_2) d\mathbf{q}_2 = \\
 &= - \frac{IR_1}{n(2\pi)^n} \int_{\mathbf{q}_1} e^{i\mathbf{q}_1 \mathbf{X}_1} G(1, \mathbf{q}_1) d\mathbf{q}_1 + \\
 &+ \frac{IR_1}{n(2\pi)^n} \int_{\mathbf{q}_2} e^{i\mathbf{q}_2 \mathbf{X}_2} G(1, \mathbf{q}_2) d\mathbf{q}_2. \quad (32)
 \end{aligned}$$

In the derivation of (32), it was taken into account that $\frac{IR_1}{n(2\pi)^n} \int_{\mathbf{q}_1} G(1, \mathbf{q}_1) d\mathbf{q}_1 = \frac{IR_1}{n(2\pi)^n} \int_{\mathbf{q}_2} G(1, \mathbf{q}_2) d\mathbf{q}_2$, since the form of integrands and integration limits are the same.

Suppose that the electrodes on the surface of the head are applied symmetrically, as is usually the case when registering an EEG. Consider the scheme for measuring the potential difference in this case in more detail.

In a closed triangle of resistances, the potential difference:

$$\Delta\varphi_{1-2} = \Delta\varphi_{1-0} + \Delta\varphi_{0-2}. \quad (33)$$

We investigate the simplest case when the points of electrode application and the potential zero point are located on the same line (fig. 4).

In this case, from (33) it follows

$$\frac{\Delta\varphi_{1-2}}{\Delta X_{1-2}} = \frac{\Delta\varphi_{1-0}}{\Delta X_{1-0}} + \frac{\Delta\varphi_{0-2}}{\Delta X_{0-2}}. \quad (34)$$

Formula (34) reflects the balance of electric field strengths $E_{1-2} = E_{1-0} + E_{0-2}$. Given the symmetry of the circuit of fig. 4, can be written $E_{1-2} = 2E_{0-2}$ or

$\Delta\varphi_{1-2} = 2\Delta\varphi_{0-2}$, and formula (32) should be used as follows:

$$\begin{aligned}\Delta\varphi &= \frac{2IR_1}{n(2\pi)^n} \int_{\mathbf{q}_2} e^{i\mathbf{q}_2\mathbf{X}_2} G(1, \mathbf{q}_2) d\mathbf{q}_2 = \\ &= \frac{2IR_1}{n(2\pi)^n} \int_{\mathbf{q}} \cos(\mathbf{q}\mathbf{X}_2) G(1, \mathbf{q}_2) d\mathbf{q}_2 = \\ &= \frac{2IR_1}{n(2\pi)^n} \int_{\mathbf{q}} \frac{\cos(\mathbf{q}\mathbf{X}_2)}{1 - W(\mathbf{q}_2)} d\mathbf{q}_2.\end{aligned}\quad (35)$$

In (35), the imaginary terms are not taken into account.

Normalizing the formula (35), we obtain:

$$\Delta\bar{\varphi}(\mathbf{X}) = \frac{\Delta\varphi(\mathbf{X})}{IR_1} = \frac{2}{n(2\pi)^n} \int_{\mathbf{q}} \frac{\cos(\mathbf{q}\mathbf{X})}{1 - W(\mathbf{q})} d\mathbf{q}.\quad (36)$$

Formula (36) allows us to calculate the potential difference between the electrodes, which simulates the potential difference during EEG.

Consider the simplest case of a "one-dimensional brain" $n = 1$. In this case, the formula (36) is converted to the form:

$$\Delta\bar{\varphi}(X) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\cos(qX)}{1 - \cos q} dq.\quad (37)$$

Function (37) is easy to determine numerically. However, at $q = 0$, the integrand, the expression has a singularity. This singularity must be excluded during numerical integration (37). In addition, the dimensionless potential difference in the "one-dimensional brain" between the nodes $X = \pm 1$ can be found analytically. It is equal $\Delta\bar{\varphi}(X) = -2 = [-1 - (+1)]$.

Fig. 5 shows how excitation from the central brain at $X = 0$ spreads to both sides of the "one-dimensional brain". This distribution is oscillatory in nature.

Potential fluctuations, in accordance with (13), are accompanied by current oscillations.

Excitation propagates at a certain rate in the human brain of about $V = 20 \dots 30$ m/s. Therefore, due to $X = Vt$, fig. 5 also reflects the temporal nature of the propagation of excitation. In this case, fig. 5 can be identified with α -rhythm of the brain electroencephalogram.

The results obtained can hardly be considered completely adequate, since the "one-dimensional brain" cannot serve as a full-fledged model of the real brain.

For more complex cases, especially for a "three-dimensional brain", the calculation of the integral (36) is difficult.

Conclusion

Currently, the problem of creating artificial intelligence is based on the development of software for ar-

tificial neural networks with the possibility of their training. The design of artificial neural networks is mainly based on a perceptron model of varying degrees of complexity.

However, this path cannot lead to the emergence of artificial intelligence, which could not only learn known knowledge, but also form new knowledge.

This obstacle is due to the fact that any varieties of artificial neural networks currently used, in particular based on the perceptron scheme, are deterministic.

The human brain also functions in a stochastic mode, which provides the possibility of his creative work and the generation of new knowledge.

The principles of stochastic brain function, discussed above, allow you to outline ways to create a full-fledged artificial intelligence.

References

1. Hubel D., Stevens C., Kandel E. et al. The Brain / Scientific American, September, 1979.
2. Khodorov B. I. Problema vozbudimosti. Leningrad, Meditsina, 1969. 304 p. (in Russian).
3. Carola R., Harley J. P., Nobac C. R. Human Anatomy and Physiology / New York, London, Paris, McGraw-Hill Publishing Company, 1990.
4. Guyton A. C., Hall J. E. Textbook of Medical Physiology. 11 ed. / Elsevier Inc., New York, USA, 2006.
5. Kamkin A., Kameski A. Fundamentalnaia i klinicheskaia fiziologia. Moscow, Akademia, 2004. 1072 p. (in Russian).
6. Volobuev A. N., Piatin V. F., Romanchuk N. P. et al. Kodnitivnaia disfunktsia pri perevozbuzhdenii struktur golovno-go mozga, *Vrach*, 2018, no. 9, pp. 17–20 (in Russian).
7. Sandler R. A., Dong Song, Hampson R. E., et al. Hippocampal closed-loop modeling and implications for seizure simulation design, *Journal of Neural Engineering*, 2015, vol. 12, no. 5, p. 056016.
8. McCullough W. S., Pitts W. A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity, *Bulletin of Mathematical Biophysics*, 1943, vol. 5, pp. 115–133.
9. Rosenblatt F. The perceptron, a probabilistic model for information storage and organization in the brain, *Psych. Rev.*, 1958, vol. 65, pp. 386–408.
10. Hopfield J. J. Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities, *Proceeding of the National Academy of Sciences USA*, 1982, vol. 79, pp. 2554–2558.
11. Brown D., Rothery P. Models in Biology: Mathematics, Statistics and Computing. Cambridge, Chichester, NY, John Wiley & Sons, 1993. 688 p.
12. Grechko L. G., Sugakov V. I., Tomasevich O. F., Fedorchenko A. M. Sbornik zadach po teoreticheskoi fizike, Moscow, Vysshiaia shkola, 1972. 336 p. (in Russian).
13. Levitov L. S., Shitov A. V. Funktsii Grina. Zadachi I reshenia, Moscow, Fizmatlit, 2003. 392 p. (in Russian).
14. Skopenkov M. B., Pakharev A. A., Ustinov A. V. Skvoz set soprotivleni. *Matematicheskoe prosveshchenie*. Ser. 3, 2014, issue. 18, pp. 33–65 (in Russian).
15. Spitzer F. Principles of Random Walk. Princeton, New Jersey, 1964. (in Russian).
16. Fikhtengolts G. M. Kuts differentsialnogo i integralnogo ischislenia. V. III. Moscow, Nauka, 1966. 656 p. (in Russian).

С. П. Тимошенко¹, д-р техн. наук, проф., директор института МНСТ, spt111@mail.ru;

С. А. Анчутин², вед. инженер, step305@mail.ru;

В. Е. Плеханов³, канд. техн. наук, доц., v.plehanow@yandex.ru;

Е. С. Кочурина¹, канд. техн. наук, доц.; kochurinaes@gmail.com;

А. С. Мусаткин¹, аспирант, инженер; Musatkin.A@hotmail.com;

А. С. Тимошенко², канд. техн. наук, ген. директор; rogcuara@gmail.com

¹ Национальный исследовательский университет "Московский институт электронной техники".

² ООО "Лаборатория микроприборов"

³ Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)

ИССЛЕДОВАНИЕ КОЛЬЦЕВОГО МИКРОГИРОСКОПА

Поступила в редакцию 19.07.2019

Приведено краткое описание кольцевого микрогироскопа (КМГ). Представлено описание разработанной схемы обработки сигналов ЧЭ. Дано описание разработанного и собранного автоматизированного стенда для проведения испытаний и полученные характеристики макета.

Ключевые слова: чувствительный элемент, микромеханический гироскоп, схема обработки сигналов, результаты испытаний, автоматизированный стенд

Введение

Развитие технологической и материаловедческой базы твердотельной микроэлектроники привели к расширению областей применения микромеханических датчиков. Микрогироскопы используются во все более сложных системах управления различными объектами. Возможность повышения точности и стабильности параметров может быть реализована в том числе за счет улучшения схемы обработки сигналов ЧЭ. Следовательно, проведение исследований в этом направлении является актуальным.

Особенности разработанного чувствительного элемента

Чувствительный элемент (ЧЭ) кольцевого микрогироскопа (КМГ) представляет собой кольцевой резонатор из монокристаллического кремния с упругим подвесом, размещенный в постоянном магнитном поле (рис. 1, а, см. четвертую сторону обложки). Чувствительный элемент разработан на базе МИЭТ и ООО "Лаборатория микроприборов" [4–6]. На рис. 1, б приведен кремниевый резонатор 8: кольцо подвешено к основанию с помощью восьми торсионов. Методом анодного сращивания

кристалл 4 соединен со стеклянной подложкой 5 таким образом, чтобы кольцо кремниевого резонатора было расположено в однородном постоянном магнитном поле. Магнитное поле образует магнитная система, состоящая из кобальто-самариевого магнита 3, верхнего 2 и нижнего 6 магнитопроводов, изготовленных из магнитомягкого материала. Магнитная цепь разработана таким образом, чтобы образовать максимальное магнитное поле в зоне расположения резонатора (следовательно, и проводников, расположенных на поверхности резонатора), и таким образом повысить его чувствительность. Магнитная система с кристаллом со стеклянной подложкой зафиксированы в корпусе, который состоит из основания 7 и крышки 1. Для повышения добротности кольцевого резонатора внутренний объем корпуса вакуумируется [7–9].

Восемь проводников нанесены на верхнюю поверхность кольца и формируют контуры первичных и вторичных колебаний при соответствующем подключении. При пропускании тока через проводники контура в магнитном поле возникает сила Ампера, возбуждающая первичные колебания резонатора. Движение проводника в магнитном поле

порождает ЭДС, по значению которой контролируют амплитуду первичных и вторичных колебаний.

По принципу функционирования разработанный ЧЭ КМГ относят к типу гироскопов с распределенной массой. В работе [1, 2] была дана адаптация теории твердотельного волнового гироскопа (ТВГ) [3] для кольцевого резонатора с учетом разработанной системы возбуждения колебаний и системы съема сигнала. При использовании второй моды колебаний кольцевого резонатора радиальное смещение элемента кольца $\omega(\varphi, t)$ можно найти в виде:

$$\omega(\varphi, t) = p(t)\cos(2\varphi) + q(t)\sin(2\varphi). \quad (1)$$

Движение кольцевого резонатора и первичные электрические сигнала описываются следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} \ddot{p}(t) + \frac{36}{5}k^2\xi\dot{p}(t) + \frac{36}{5}k^2p(t) - \frac{8}{5}\Omega\dot{q}(t) = \frac{1}{5}Hi_1(t), \\ \ddot{q}(t) + \frac{36}{5}k^2\xi\dot{q}(t) + \frac{36}{5}k^2q(t) - \frac{8}{5}\Omega p(t) = \frac{1}{5}Hi_2(t), \\ E_1 = 2B\left(-\frac{\sqrt{2}}{2}R + \frac{\pi+2}{8}p(t)\right)\dot{p}(t) + 2B\frac{\pi+2}{8}\dot{q}(t)q(t), \\ E_2 = 2B\left(-\frac{\sqrt{2}}{2}R + \frac{\pi+2}{8}q(t)\right)\dot{q}(t) + 2B\frac{\pi+2}{8}p(t)\dot{p}(t), \end{cases} \quad (1)$$

где $k = \sqrt{EJ/\rho SR^4}$; $\xi = 1/\omega_0 Q$; $H = 4B\sqrt{2}/\pi\rho S$; Ω — проекция угловой скорости основания кольцевого резонатора на нормаль к плоскости резонатора; B — напряженность магнитного поля в области расположения кольцевого резонатора; E_1, E_2 — ЭДС в контуре первичных и вторичных колебаний; i_1, i_2 — ток в контуре первичных и вторичных колебаний; R — радиус кольцевого резонатора; S — площадь поперечного сечения кольцевого резонатора; ρ —

плотность материала кольцевого резонатора; E — модуль Юнга материала кольцевого резонатора; Q — добротность кольцевого резонатора.

Система уравнений (1) описывает ЭДС, наводимые в проводниках системы съема сигнала ЧЭ КМГ с магнитоэлектрическим возбуждением колебаний кольцевого резонатора на второй моде. Возбуждение колебаний резонатора на второй моде обеспечивается геометрией проводников, их подключением и работой на резонансной частоте второй формы колебаний [2].

Описание электронной схемы обработки

Разработана схема модели ЧЭ ММГ, результаты моделирования приведены в работе [2]. С учетом результатов моделирования была разработана схема обработки сигналов ЧЭ.

На рис. 2 приведена схема обработки сигналов ЧЭ.

Первичный контур включает в себя контур контроля частоты и контур контроля подстройки первичных колебаний. Контур контроля частоты состоит из генератора управления напряжением (ГУН) и схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), поддерживает постоянную настройку частоты ГУН на резонансной частоте ЧЭ (резонатора). Контур подстройки первичных колебаний обеспечивает постоянную амплитуду движения. При наличии угловой скорости во вторичном контуре возникают колебания за счет ускорения Кориолиса. Амплитуда вторичных колебаний пропорциональна угловой скорости. В работе рассматривается датчик, реализующий компенсационный режим измерения.

Стабилизация амплитуды первичных колебаний обеспечивает стабильность масштабного коэффициента. Компенсационный режим работы схемы позволяет повысить линейность характеристики

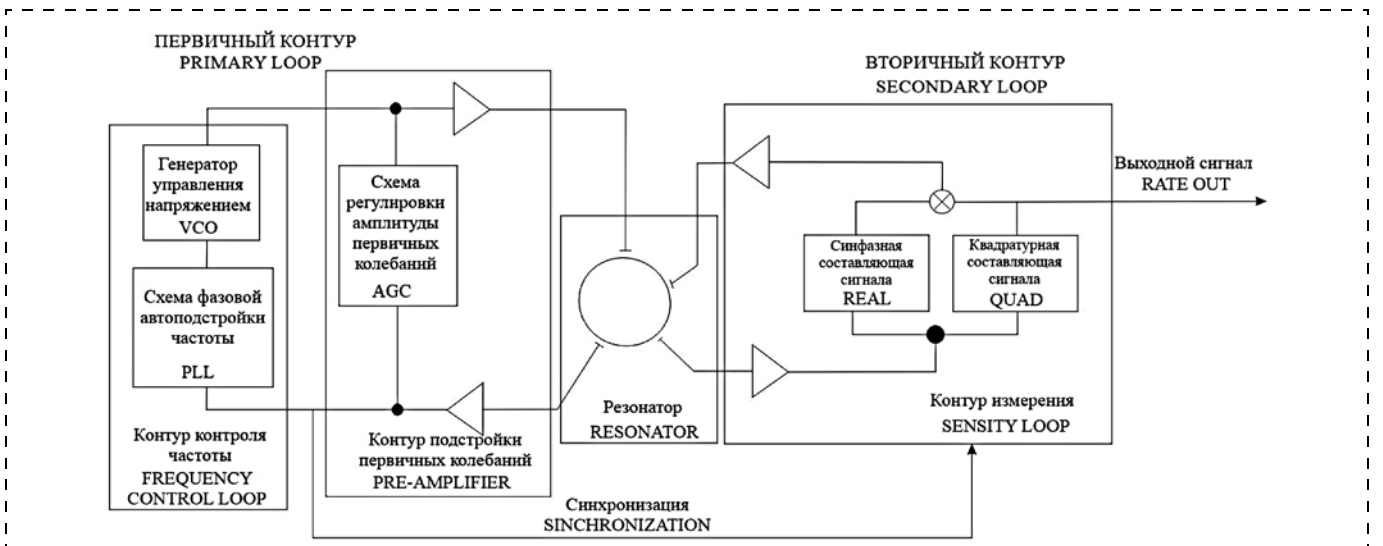


Рис. 2. Схема обработки сигналов ЧЭ

Fig. 2. Electronic loop of Sensing Element

преобразования и уменьшить влияние добротности на масштабный коэффициент. Использование компенсации квадратурной составляющей вторичных колебаний позволяет уменьшить различия в резонансных частотах первой и второй мод резонатора.

Для верификации модели и схемы ЧЭ КМГ был изготовлен макетный образец, представленный на рис. 3 (см. четвертую сторону обложки).

Результаты испытаний макетного образца

Автоматизированный стенд был разработан и собран для испытаний макетного образца КМГ [10]. На рис. 4 приведена структурная схема автоматизированного испытательного стенда. Стенд предназначен для проведения испытаний макетных образцов КМГ.

Стенд собран на базе одноосного поворотного стенда Acutronic AC1120S. Поворотный стол с установленным испытываемым образцом расположен в камере тепла-холода. Стенд позволяет определить основные параметры КМГ: масштабный коэффициент, смещение нуля, полосу пропускания, нестабильность нулевого сигнала в запуске, шум выходного сигнала, зависимости резонансной частоты, масштабного коэффициента и смещения нуля от температуры окружающей среды.

Результаты проведенных экспериментальных исследований приведены на графиках. Диапазон измеряемых угловых скоростей испытываемого образца составил $\pm 500^\circ/\text{с}$ (рис. 5). На рис. 6 (см. четвертую сторону обложки) приведена зависимость выходного сигнала КМГ от воздействующей угловой скорости с шагом $100^\circ/\text{с}$. Красным цветом отмечены участки воздействия постоянной угловой скорости.

На рис. 7 приведена полоса пропускания, значение которой оценивалось косвенно по длительности переходного процесса и составило 200 Гц.

Нестабильность нулевого сигнала КМГ определяли с использованием вариации Аллана, для расчета которой был записан массив данных выходного сигнала в статическом положении (рис. 8).

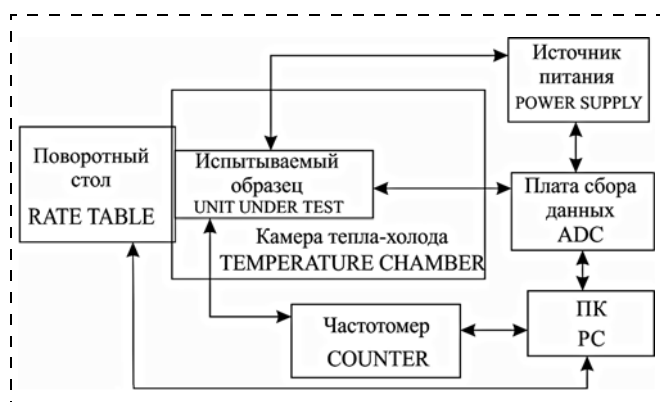


Рис. 4. Структурная схема автоматизированного стенда
Fig. 4. Block diagram of automated test bench

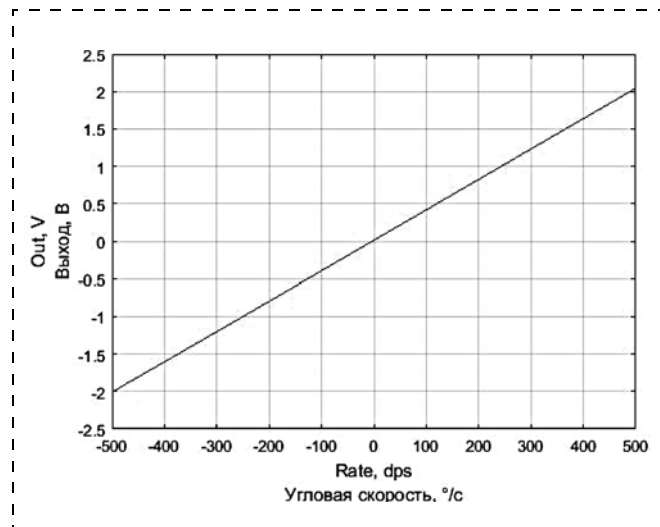


Рис. 5. Передаточная функция
Fig. 5. Transfer function

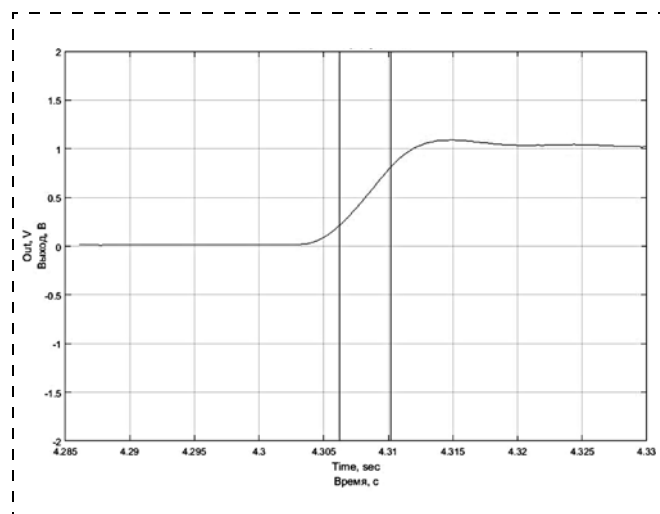


Рис. 7. Полоса пропускания
Fig. 7. Bandwidth

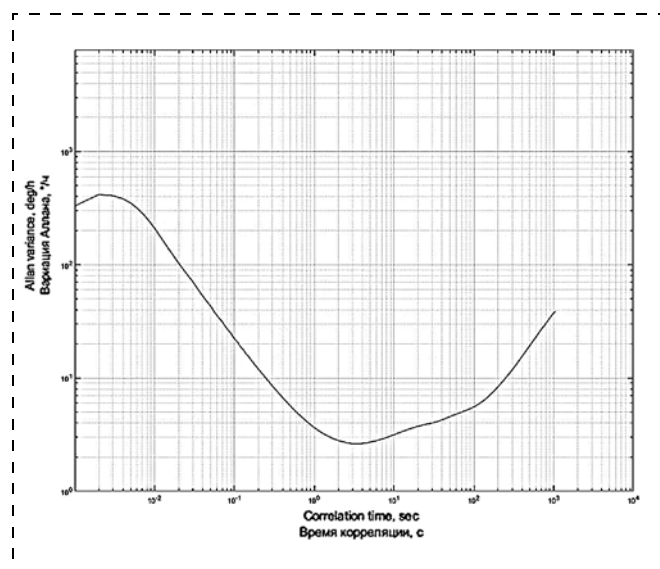


Рис. 8. Диаграмма Аллана
Fig. 8. Allan Plot

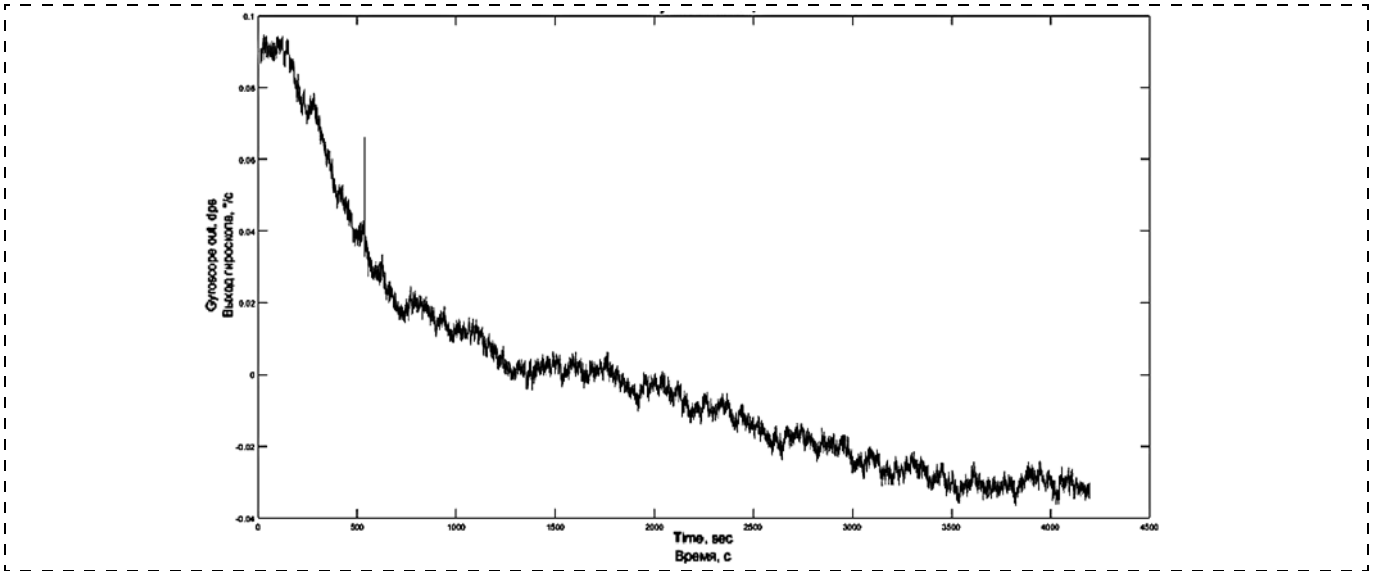


Рис. 9. Дрейф выходного сигнала КМГ в запуске

Fig. 9. Short-term bias drift

Нестабильность нуля КМГ по графику на рис. 8 составляет $4^\circ/\text{ч}$. На рис. 9 приведен дрейф выходного сигнала КМГ в запуске.

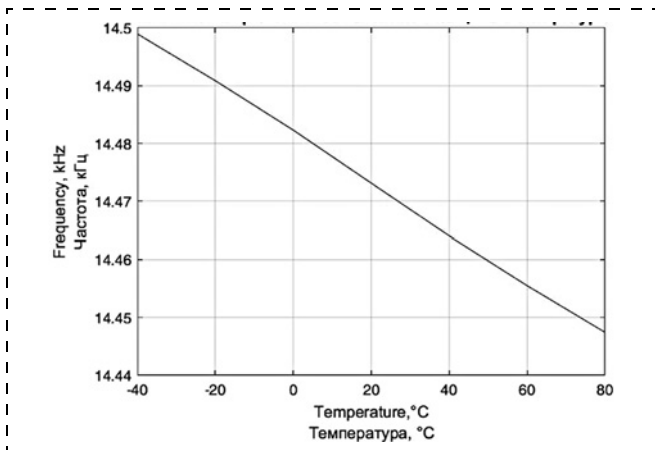


Рис. 10. Зависимость резонансной частоты кольца от температуры

Fig. 10. Resonating ring frequency

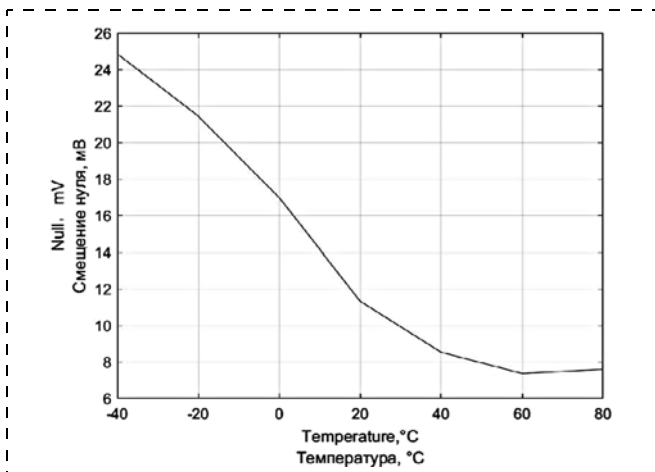


Рис. 11. Зависимость смещения нуля от температуры

Fig. 11 Bias over temperature

В работе представлены результаты исследования в температуре $-40\dots+80^\circ\text{C}$. На рис. 10 приведена зависимость резонансной частоты от температуры, на рис. 11 — смещение нуля; на рис. 12 — изменение масштабного коэффициента в диапазоне температур. Смещение нуля в диапазоне температур $-40\dots+80^\circ\text{C}$ по рис. 10 составляет 16 mV, изменение масштабного коэффициента составляет $0,5\text{ mV}/^\circ\text{C}$, или 12 % в диапазоне температур $-40\dots+80^\circ\text{C}$.

Заключение

В работе приведены результаты экспериментальных исследований, получены следующие значения параметров:

- диапазон измеряемых угловых скоростей $\pm 500^\circ/\text{с}$;
- полоса пропускания 200 Гц;
- нестабильность нуля $4^\circ/\text{ч}$ (по вариации Аллана);

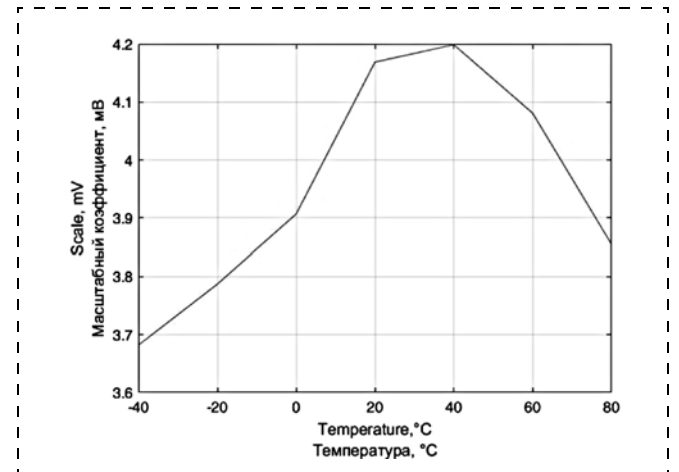


Рис. 12. Зависимость масштабного коэффициента от температуры

Fig. 12. Scale factor over temperature

— смещение нуля (в диапазоне температур $-40...+80$ °C) 16 mV;

— изменение масштабного коэффициента (в диапазоне температур $-40...+80$ °C) $0,5$ mV/°C, или 12 %.

Проведенные испытания макетного образца на разработанном автоматизированном стенде подтвердили правильность теоретических моделей, проведенного моделирования схемы обработки сигналов ЧЭ КМГ.

Список литературы

1. **Characteristics and Overview of a Silicon Vibrating Structure Gyroscope.** R. Fountain. RTO-EN-SET-064. P. 8-1—8-14.
2. **Тимошенко С. П., Анчутин С. А., Плеханов В. Е., Кочурина Е. С., Тимошенко А. С., Зуев Е. В.** Разработка математического описания кольцевого микрогироскопа // Нано- и микросистемная техника. 2014. № 5 (166). С. 18—25.
3. **Матвеев В. А., Липатников В. И., Алехин А. В.** Проектирование волнового твердотельного гироскопа. М.: МГТУ им Н. Э. Баумана, 1997. 168 с.
4. **Тимошенко С. П., Плеханов В. Е., Анчутин С. А., Максимов В. Н., Головань А. С., Кочурина Е. С.** Анализ

влияния анизотропии свойств кремния на параметры резонатора // Датчики и системы. 2012. № 5. С. 29—33.

5. **Тимошенко А. С., Чаплыгин Ю. А., Тимошенко С. П. и др.** Интегральный чувствительный элемент вибрационно-го гироскопа. Патент России № 2453812, 2011.

6. **Плеханов В. Е., Анчутин С. А.** Применение метода конечных элементов для анализа параметров кольцевого резонатора микромеханического твердотельного волнового гироскопа // Авиакосмическое приборостроение. 2007. № 6. С. 25—29.

7. **Анчутин С. А.** О проектировании функциональных узлов микромеханических датчиков // Авиакосмическое приборостроение. 2007. № 6. С. 5—9.

8. **Тимошенко С. П., Плеханов В. Е., Анчутин С. А., Зарякин Н. М., Рубчиц В. Г., Дернов И. С., Шилов В. Ф., Кочурина Е. С.** Балансировка резонатора кольцевого микромеханического гироскопа // Нано- и микросистемная техника. 2011. № 11 (136). С. 37—44.

9. **Плеханов В. Е., Анчутин С. А.** К оценке предельных погрешностей микромеханических гироскопов и акселерометров // Проектирование и технологии в авиакосмическом приборостроении. 2006. № 1. С. 7—12.

10. **Тимошенко А. С., Тимошенко С. П., Анчутин С. А.** Разработка автоматизированного стенда для проведения испытаний микромеханических датчиков угловой скорости // Приборы. 2012. № 3. С. 48—50.

S. P. Timoshenkov¹, D. Sc., Prof., Head of the Chair, spt111@mail.ru;

S. A. Anchutin², Leading Engineer, step305@mail.ru;

V. E. Plekhanov³, Ph. D., Assistant Prof., v.plehanow@yandex.ru;

E. S. Kochurina², Ph. D., Assistant Prof., kochurinaes@gmail.com;

A. S. Musatkin¹, Engineer, Musatkin.A@hotmail.com;

A. S. Timoshenkov², Ph. D., Assistant Prof., porcuapa@gmail.com

¹ National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russian Federation,

² LMD Ltd, Moscow, Russian Federation,

³ Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russian Federation

Corresponding author:

Kochurina Elena S., Ph. D., Assistant Professor, LMD Ltd, Moscow, Russian Federation, kochurinaes@gmail.com;

Research of Micromechanical Ring Gyroscope

Received on July 19, 2019

Accepted on August 02, 2019

This paper describes a micromechanical ring gyroscope, an electronic control loop. A description of the automated test bench and developed control software are given, the results of experimental studies are shown.

Keywords: sensor, micromechanical ring gyroscope, electronic control loop, experimented results, automated test bench

For citation:

Timoshenkov S. P., Anchutin S. A., Plekhanov V. E., Kochurina E. S., Musatkin A. S., Timoshenkov A. S. Research of Micromechanical Ring Gyroscope, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2019, vol. 21, no. 11, pp. 634—640.

DOI: 10.17587/nmst.21.634-640

Introduction

The development of the technological and material science base of solid-state microelectronics has led to the expansion of the fields of application of micromechanical sensors. Microgyroscopes are used in increasingly complex control systems for various objects. The possibility of increasing the accuracy and stability of parameters can be

realized, including by improving the signal processing scheme of the SE. Consequently, conducting research in this direction is relevant.

Features of the developed sensor

The sensitive element (SE) of a ring microgyroscope (RMG) is a single-crystal silicon ring resonator with an

elastic suspension placed in a constant magnetic field (fig. 1, *a*, see the 4-th side of cover). The sensitive element was developed on the basis of MIET and LMP Ltd. [4–6]. Fig. 1, *b* shows a silicon resonator 8: the ring is suspended from the base using eight torsions. By anode splicing, the crystal 4 is connected to the glass substrate 5 so that the silicon resonator ring is located in a uniform constant magnetic field. The magnetic field is formed by a magnetic system consisting of cobalt-samarium magnet 3, upper 2 and lower 6 magnetic cores made of soft magnetic material. The magnetic circuit is designed in such a way as to form a maximum magnetic field in the area of the resonator (and therefore, conductors located on the surface of the resonator), and thus increase its sensitivity. A magnetic system with a crystal with a glass substrate is fixed in the housing, which consists of a base 7 and a cover 1. To increase the quality factor of the ring resonator, the internal volume of the housing is evacuated [7–9].

Eight conductors are applied to the upper surface of the ring and form the contours of the primary and secondary vibrations with the appropriate connection. When current is passed through the circuit conductors in a magnetic field, an Ampere force arises, exciting the primary oscillations of the resonator. The movement of the conductor in a magnetic field generates an EMF, the value of which controls the amplitude of the primary and secondary vibrations.

According to the operating principle, the developed RMG's SE is classified as a distributed mass gyroscope. In [1, 2], an adaptation of the SSG (solid-state gyroscope) theory [3] for a ring resonator was given, considering the developed system of excitation of oscillations and the system of signal acquisition. When using the second oscillation mode of the ring resonator, the radial displacement of the ring element $\omega(\varphi, t)$ can be found in the form:

$$\omega(\varphi, t) = p(t)\cos(2\varphi) + q(t)\sin(2\varphi).$$

The motion of the ring resonator and the primary electrical signal are described by the following system:

$$\begin{cases} \ddot{p}(t) + \frac{36}{5}k^2\xi\dot{p}(t) + \frac{36}{5}k^2p(t) - \frac{8}{5}\Omega\dot{q}(t) = \frac{1}{5}Hi_1(t), \\ \ddot{q}(t) + \frac{36}{5}k^2\xi\dot{q}(t) + \frac{36}{5}k^2q(t) - \frac{8}{5}\Omega p(t) = \frac{1}{5}Hi_2(t), \\ E_1 = 2B\left(-\frac{\sqrt{2}}{2}R + \frac{\pi+2}{8}p(t)\right)\dot{p}(t) + 2B\frac{\pi+2}{8}\dot{q}(t)q(t), \\ E_2 = 2B\left(-\frac{\sqrt{2}}{2}R + \frac{\pi+2}{8}q(t)\right)\dot{q}(t) + 2B\frac{\pi+2}{8}p(t)\dot{p}(t), \end{cases} \quad (1)$$

where $k = \sqrt{EJ/\rho SR^4}$, $\xi = 1/\omega_0 Q$, $H = 4B\sqrt{2}/\pi\rho S$, Ω — the projection of the angular velocity of the base of the ring resonator on the normal to the plane of the resonator; B — magnetic field strength in the region of

the location of the ring resonator; E_1, E_2 — EMF in the circuit of primary and secondary vibrations; i_1, i_2 — current in the circuit of primary and secondary oscillations; R is the radius of the ring resonator; S is the cross-sectional area of the ring resonator; ρ is the density of the material of the ring resonator, E is the Young's modulus of the material of the ring resonator; Q is the Q factor of the ring resonator.

The system of equations (1) describes the EMF induced in the conductors of the RMG's SE signal pickup system with magnetoelectric excitation of oscillations of the ring resonator in the second mode. The excitation of resonator oscillations in the second mode is provided by the geometry of the conductors, their connection and operation at the resonant frequency of the second mode of vibration [2].

Description of electronic processing circuit

A model diagram of the SE MMG was developed, the simulation results are given in [2]. Based on the simulation results, a signal processing scheme for the SE was developed.

Fig. 2 shows the signal processing of the SE.

The primary circuit includes a frequency control circuit and a control circuit for adjusting the primary oscillations. The frequency control loop consists of a voltage controlled oscillator (VCO) and a phase-locked loop (PLL), supports constant tuning of the VCO frequency at the resonant frequency of the SE (resonator). The primary vibration control loop provides a constant range of motion. In the presence of angular velocity in the secondary loop, oscillations occur due to the Coriolis acceleration. The amplitude of the secondary vibrations is proportional to the angular velocity. The paper considers a sensor that implements closed-loop measurements.

The continuous automatic attenuation a of the amplitude of the primary oscillations ensures the stability of the scale factor. The compensatory mode of operation of the circuit allows to increase the linearity of the conversion characteristics and reduce the influence of the quality factor on the scale factor. The use of compensation of the quadrature component of the secondary vibrations can reduce the differences in the resonant frequencies of the first and second modes of the resonator.

To verify the model and scheme of the RMG's SE, a prototype model was produced, shown in fig. 3, see the 4-th side of cover.

Test results of the prototype

An automated test bench was developed and assembled for testing of RMG prototype [10]. In fig. 4 is a structural diagram of an automated test bench. The test bench is intended for testing of the prototype RMG samples.

The test bench is assembled based on a single-axis rate table Acutronic AC1120S. A rate table with the Unit Under Test (UUT) installed is in the temperature chamber. The test bench allows to determine the main parameters of RMG: scale factor, bias, bandwidth, short-term bias drift, output noise; instability of the resonant frequency, scale factor, and bias on the operating temperatures.

The results of experimental studies are shown in graphs. The range of measured angular velocities of the test sample was $\pm 500^\circ/\text{s}$ (fig. 5). Fig. 6 (see the 4-th side of cover) shows the dependence of the output signal of the RMG on the acting angular velocity in increments of $100^\circ/\text{s}$. The areas of exposure to constant angular velocity are marked in red.

Fig. 7 shows the bandwidth, the value of which was estimated indirectly by transient duration and amounted to 200 Hz.

The bias instability of the RMG was determined using the Allan variation, for the calculation of which an array of data of the output signal in the static position was recorded (fig. 8). RMG bias instability according to the graph in fig. 8 is $4^\circ/\text{h}$. Fig. 9 shows the short-term bias drift of the RMG.

This paper presents the results of a study at temperatures from -40 to $+80^\circ\text{C}$. Fig. 10 shows the dependence of the resonant frequency over temperature; fig. 11 shows a bias change over temperature; fig. 12 shows scale factor's error in the temperature range. The bias change in the temperature range $-40\dots+80^\circ\text{C}$ in Fig. 10 is 16 mV, the change in the scale factor is $0.5\text{ mV}/^\circ\text{C}$ or 12 %.

Conclusion

This paper presents the results of experimental studies, the following parameter values are obtained:

- measurement range: $\pm 500^\circ/\text{s}$;
- bandwidth: 200 Hz;
- bias instability $4^\circ/\text{h}$ (according to Allan variation);

- bias change (in the temperature range $-40\dots+80^\circ\text{C}$) 16 mV;
- scale factor's error (in the temperature range $-40\dots+80^\circ\text{C}$) $0.5\text{ mV}/^\circ\text{C}$ or 12 %.

The tests of the prototype model at the developed automated test bench confirmed the correctness of theoretical models and circuit's simulations of the RMG's SE.

References

1. **Characteristics** and Overview of a Silicon Vibrating Structure Gyroscope. R. Fountain. RTO-EN-SET-064, pp. 8-1-8-14.
2. **Timoshenkov S. P., Anchutin S. A., Plehanov V. E., Kochurina E. S., Timoshenkov A. S., Zuev E. V.** Development of mathematical descriptions of the micromechanical ring gyroscope, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2014, no. 5, pp. 18-25 (in Russian).
3. **Matveev V. A., Lipatnikov V. I., Alehin A. V.** Proektirovanie volnovogo tverdotel'nogo giroskopa. Moscow, MGTU im N. Je. Baumana, 1997. 168 p. (in Russian).
4. **Timoshenkov S. P., Plehanov V. E., Anchutin S. A., Maksimov V. N., Golovan' A. S., Kochurina E. S.** Analiz vliyanija anizotropii svoystv kremniya na parametry rezonatora, *Datchiki i sistemy*, 2012, no. 5, pp. 29-33 (in Russian).
5. **Timoshenkov A. S., Chaplygin Ju. A., Timoshenkov S. P. et al.** Integral'nyj chuvstvitel'nyj jelement vibracionnogo giroskopa, *Patent Rossii № 2453812*, 2011. (in Russian).
6. **Plehanov V. E., Anchutin S. A.** Primenenie metoda konechnykh jelementov dlja analiza parametrov kol'cevogo rezonatora mikromehanicheskogo tverdotel'nogo volnovogo giroskopa, *Aviakosmicheskoe priborostroenie*, 2007, no. 6, pp. 25-29 (in Russian).
7. **Anchutin S. A.** O proektirovanii funkcional'nykh uzlov mikromehanicheskikh datchikov, *Aviakosmicheskoe priborostroenie*, 2007, no. 6, pp. 5-9 (in Russian).
8. **Timoshenkov S. P., Plehanov V. E., Anchutin S. A., Zavrjankin N. M., Rubchic V. G., Dernov I. S., Shilov V. F., Kochurina E. S.** Balansirovka rezonatora kol'cevogo mikromehanicheskogo giroskopa, *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*, 2011, no. 11, pp. 37-44 (in Russian).
9. **Plehanov V. E., Anchutin S. A.** K ocenke predel'nykh pogreshnostej mikromehanicheskikh giroskopov i akselerometrov, *Proektirovanie i tekhnologii v aviakosmicheskom priborostroenii*, 2006, no. 1, pp. 7-12.
10. **Timoshenkov A. S., Timoshenkov S. P., Anchutin S. A.** Razrabotka avtomatizirovannogo stenda dlja provedenija ispytaniy mikromehanicheskikh datchikov uglovoj skorosti, *Pribory*, 2012, no. 3, pp. 48-50 (in Russian).

Рисунки к статье М. В. Ревина, В. А. Белякова, В. А. Иванова, А. П. Коткова, А. Г. Фефелова,
Е. В. Демидова, М. Н. Дроздова, П. А. Юнина, В. И. Шашкина

«ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ КАНАЛА pHEMT-ГЕТЕРОСТРУКТУР (Al-In-Ga)As,
ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ МЕТАЛЛООРГАНИЧЕСКОЙ ГАЗОФАЗНОЙ ЭПИТАКСИИ»

M. V. Revin, V. A. Belyakov, V. A. Ivanov, A. P. Kotkov, A. G. Fefelov,
E. V. Demidov, M. N. Drozdov, P. A. Yunin, V. I. Shashkin

«OPTIMIZATION OF THE CHANNEL DESIGN OF (Al-In-Ga)As pHEMT-HETEROSTRUCTURES
OBTAINED BY THE METHOD OF METAL-ORGANIC VAPOR-PHASE EPITAXY»

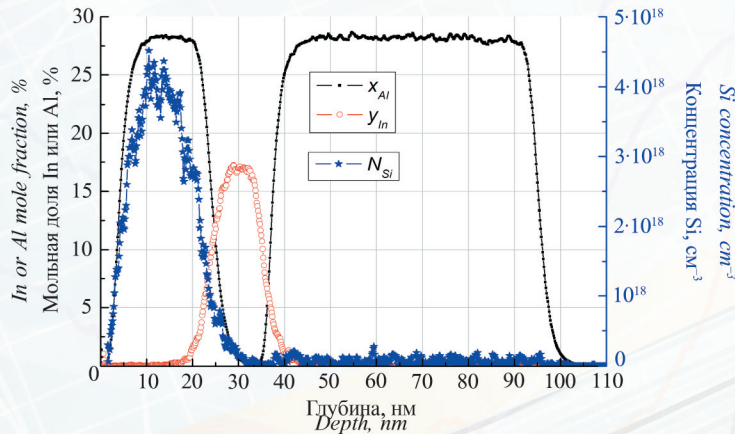


Рис. 2. Профили ВИМС для состава $x(\text{AlAs})$ и $y(\text{InAs})$, а также концентрации N_{Si} легирующей примеси кремния, для pHEMT-гетероструктуры ES-210, выращенной методом МОГФЭ в рамках данной работы

Fig. 2. SIMS depth profiles for the composition $x(\text{AlAs})$ and $y(\text{InAs})$, as well as the N_{Si} concentration of silicon dopant, for the ES-210 pHEMT heterostructure grown by the MOVPE method in the framework of this work

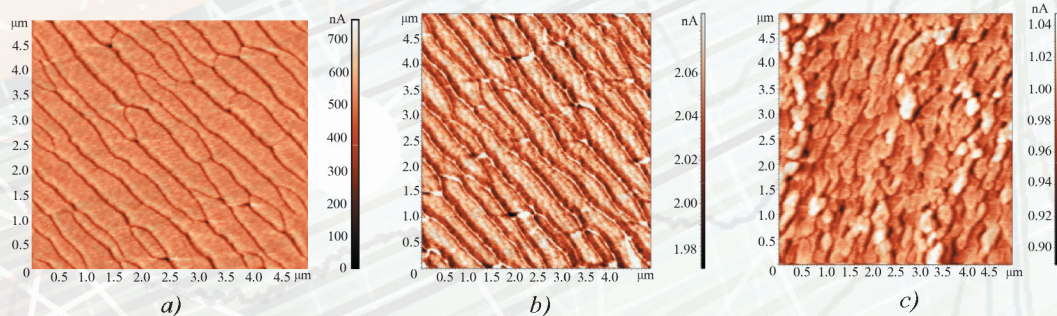


Рис. 5. АСМ изображения поверхности псевдоморфного слоя $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ в гетероструктурах $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}(001)$:
a – ES-318: $d = 12$ нм, $x = 19$ %; b – ES-283: $d = 8$ нм, $x = 24$ %; c – ES-284: $d = 50$ нм, $x = 24$ %

Fig. 5. AFM images of the surface of the pseudomorphic $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ layer in $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}(001)$:
a – ES-318: $d = 12$ nm, $x = 19$ %; b – ES-283: $d = 8$ nm, $x = 24$ %; c – ES-284: $d = 50$ nm, $x = 24$ %

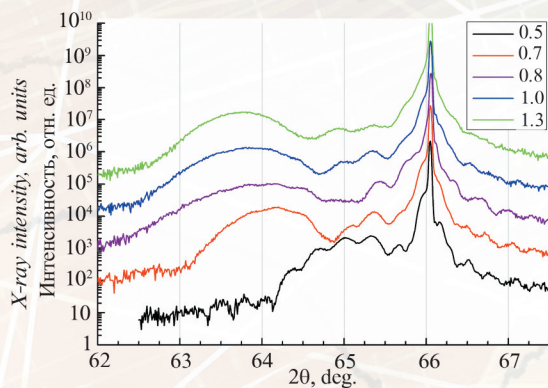


Рис. 7. Кривые дифракционного отражения pHEMT-гетероструктур, отличающихся параметрами канального слоя InGaAs . Указанным на рисунке значениям мозаичности, полученным при подгонке рассчитанных КДО (не приведены на рисунке) под измеренные, соответствуют следующие параметры толщины и состава слоев InGaAs : 0,5 – 11 нм, 12 %; 0,7 – 11 нм, 21 %; 0,8 – 8 нм, 23 %; 1 – 9 нм, 24 %; 1,3 – 11 нм, 24 %

Fig. 7. Diffraction curves of pHEMT heterostructures differing in the parameters of the InGaAs channel layer. The mosaicity values indicated in the figure obtained by fitting the calculated XRD curves (not shown in the figure) to the measured ones correspond to the following parameters of the thickness and composition of InGaAs layers: 0.5 – 11 nm, 12 %; 0.7 – 11 nm, 21 %; 0.8 – 8 nm, 23 %; 1 – 9 nm, 24 %; 1.3 – 11 nm, 24 %

Рисунки к статье С. П. Тимошенко, С. А. Анчутина, В.Е. Плеханова, Е. С. Кочуриной,
А. С. Мусаткина, А. С. Тимошенко

«ИССЛЕДОВАНИЕ КОЛЬЦЕВОГО МИКРОГИРОСКОПА»

S. P. Timoshenkov, S. A. Anchutin, V. E. Plekhanov, E. S. Kochurina, A. S. Musatkin, A. S. Timoshenkov

«RESEARCH OF MICROMECHANICAL RING GYROSCOPE»

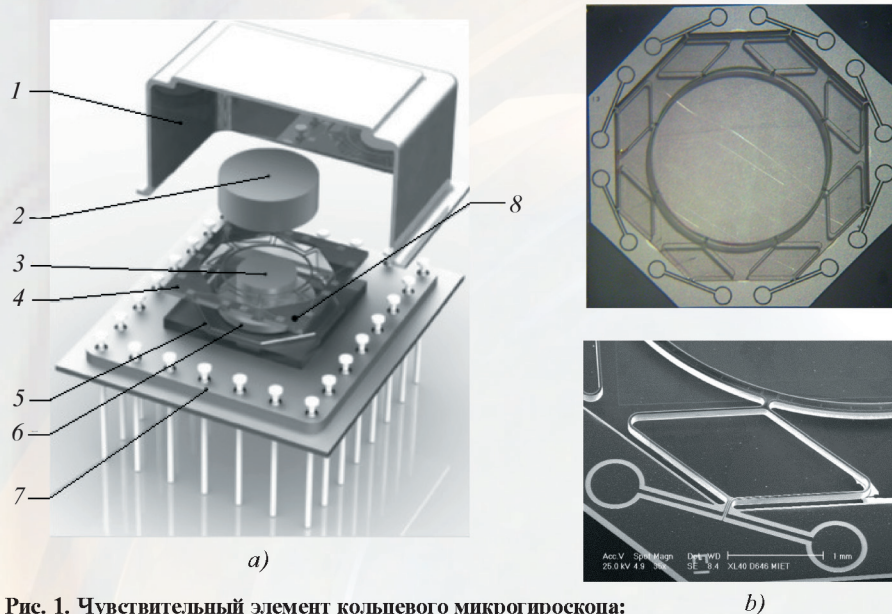


Рис. 1. Чувствительный элемент кольцевого микрогироскопа:
а – изделие в корпусе; б – кремниевый резонатор (кристалл)

Fig. 1. Sensing Element of Gyroscope: a – In the case; b – Silicon Sensing Element

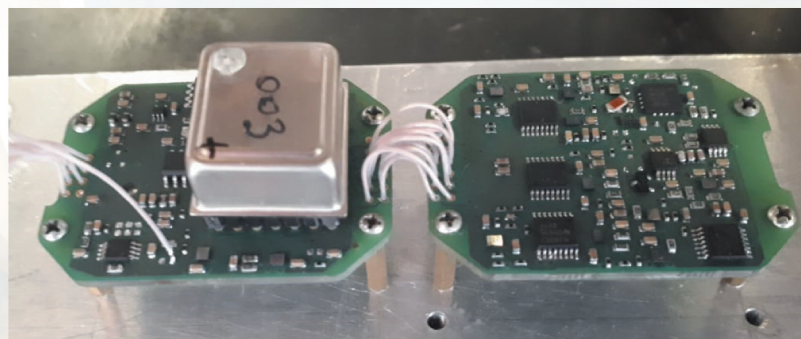


Рис. 3. Макетный образец ЧЭ КМГ

Fig. 3. Prototype of sensing element ring

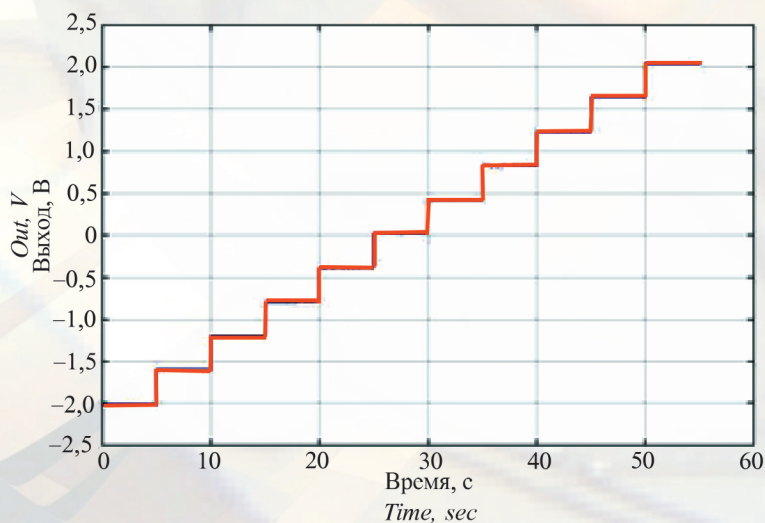


Рис. 6. Выходной сигнал испытываемого образца

Fig. 6. Out gyroscope