

РОССИЙСКИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

**RUSSIAN
TECHNOLOGICAL
JOURNAL**



Информационные системы

Информатика

Проблемы информационной безопасности

Роботизированные комплексы и системы

Технологии дистанционного зондирования и неразрушающего контроля

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы

Микро- и наноэлектроника

Физика конденсированного состояния

Аналитическое приборостроение и технологии

*Экономика наукоемких и высокотехнологичных
предприятий и производств*

Мировоззренческие основы технологии и общества



СОДЕРЖАНИЕ

АНАЛИТИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ТЕХНОЛОГИИ

Гончаров В.Б., Ивченко В.Д. Погрешности частотных уровнемеров и методы их минимизации

3

МИКРО- И НАНОЭЛЕКТРОНИКА. ФИЗИКА КОНДЕНСИРОВАННОГО СОСТОЯНИЯ

Кондратенко В.С., Иванов В.И. Технология лазерной резки кремниевых пластин на кристаллы органических светоизлучающих диодов

11

Лавров П.П. Влияние нарушенных слоев на диэлектрические свойства конденсаторных структур на основе сегнетоэлектрических пленок

18

Глинский И.А., Зенченко Н.В., Мальцев П.П. Тепловое моделирование терагерцового квантового-каскадного лазера на основе наногетероструктуры GaAs/AlGaAs

27

СОВРЕМЕННЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Битюков В.К., Иванов А.А., Миронов А.В., Михневич Н.Г., Перфильев В.С., Петров В.А. Стенд для исследования характеристик микросхем источников вторичного электропитания с накачкой заряда

37

МИРОВОЗЗРЕНЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ТЕХНОЛОГИИ И ОБЩЕСТВА

Матренина Л.Ф., Агафонов А.Н. Социоинженерная деятельность в информационную эпоху

53

Сухорукова С.М., Погорелый А.М., Высоцкий С.Г. Согласование техногенеза с экоразвитием как условие решения экологических проблем

60

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Сигов А.С. Главный редактор журнала, Президент Московского технологического университета, академик РАН, д.ф.-м.н., профессор, e-mail: sigov@mirea.ru

Кудж С.А. Ректор Московского технологического университета, д.т.н., профессор, e-mail: rector@mirea.ru

Большаков А.К. Директор Института инновационных технологий и государственного управления Московского технологического университета, к.э.н., доцент, e-mail: bolshakov@mirea.ru

Буслаева Т.М. Профессор, д.х.н., Московский технологический университет (МИТХТ), e-mail: buslaeva@mirea.ru

Герасин А.Н. Директор Института управления и стратегического развития организаций Московского технологического университета (МГУПИ), д.э.н., профессор, e-mail: gerasin_an@mgupi.ru

Есипова О.В. Ответственный секретарь, к.х.н., доцент, Московский технологический университет (МИТХТ), e-mail: esipova@mirea.ru

Жуков Д.О. Заведующий кафедрой интеллектуальных технологий и систем Московского технологического университета (МИРЭА), д.т.н., профессор, e-mail: zhukov_do@mirea.ru

Карнаков В.В. Директор Института комплексной безопасности и специального приборостроения Московского технологического университета (МГУПИ), к.т.н., e-mail: karnakov_vv@mgupi.ru

Кимель А.В. К.ф.-м.н., Университет г. Наймеген (Нидерланды), e-mail: a.kimel@science.ru.nl

Кондратенко В.С. Директор Физико-технологического института Московского технологического университета (МГУПИ), д.т.н., профессор, e-mail: kondratenko_vs@mgupi.ru

Кузнецов В.В. Советник ректората Московского технологического университета, к.т.н., доцент, e-mail: kuznetsov@mirea.ru

Куликов Г.В. Директор Института радиотехнических и телекоммуникационных систем Московского технологического университета (МИРЭА), д.т.н., профессор, e-mail: kulikov@mirea.ru

Перно Филипп. Проректор по научной работе Высшей инженерной школы, профессор, г. Лилль, Франция

Романов М.П. Директор Института кибернетики Московского технологического университета (МИРЭА), д.т.н., профессор, e-mail: m_romanov@mirea.ru

Савиных В.П. Президент МИИГАиК, член-корреспондент РАН, д.т.н., профессор, e-mail: president@miigaik.ru

Скотт Джеймс. Профессор, член Лондонского Королевского общества, Университет г. Кембридж, Великобритания, e-mail: jamescott@acm.org

Цветков В.Я. Советник ректората Московского технологического университета, д.т.н., профессор, e-mail: cvj2@mail.ru

РЕДАКЦИЯ

Сигов А.С. Главный редактор журнала, д.ф.-м.н., профессор, e-mail: sigov@mirea.ru

Буслаева Т.М. Профессор, д.х.н., e-mail: buslaeva@mirea.ru

Есипова О.В. Ответственный секретарь, к.х.н., доцент, e-mail: esipova@mirea.ru

Семерня Л.Г. Технический редактор, e-mail: semernya@mirea.ru

Середина Г.Д. Зав. редакцией, к.т.н., e-mail: seredina@mirea.ru

Цветков В.Я. Профессор, д.т.н., e-mail: cvj2@mail.ru

Адрес редакции:

Россия, 119571, Москва, пр. Вернадского, д. 86, оф. Л-119
Тел.: +7 (495) 246-05-55 (#2-88); e-mail: seredina@mirea.ru

УДК: 62.50

ПОГРЕШНОСТИ ЧАСТОТНЫХ УРОВНЕМЕРОВ И МЕТОДЫ ИХ МИНИМИЗАЦИИ

В.Б. Гончаров^{1,2,@}, аспирант, инженер-электроник 1 категории
В.Д. Ивченко¹, д.т.н., профессор

¹Московский технологический университет (МИРЭА), Москва, 119454 Россия

²АО «ГосНИИ Приборостроения», Москва, 129226 Россия

@Автор для переписки, e-mail: prosto-vlad@rambler.ru

Рассмотрены основные причины возникновения погрешностей при измерении уровня компонентов ракетного топлива частотными датчиками: скорость распространения волны, период модуляции, нелинейность амплитудно-частотной характеристики генератора и трактов, девиация частоты и разностная частота. Предложены варианты минимизации погрешностей. Приведены методы уменьшения влияния ошибки дискретности в частотно модулированных уровнемерах: адаптивное управление напряжением модуляции, введение дополнительной медленной модуляции несущей частоты, спектральный метод анализа.

Ключевые слова: уровнемер, волноводный датчик, СВЧ, ошибка дискретности, погрешность уровнемера.

DISCRETENESS ERRORS OF FREQUENCY LEVEL GAUGES AND METHODS OF THEIR MINIMIZATION

V.B. Goncharov^{1,2@}
V.D. Ivchenko¹

¹Moscow Technological University (MIREA), Moscow, 119454 Russia

²JSC "Research Institute of Instrument making", Moscow, 129226 Russia

@Corresponding author e-mail: prosto-vlad@rambler.ru

The report examines the main causes of errors in the measurement of the level of rocket fuel components by variable frequency sensors – the speed of the wave propagation, the period of modulation, the nonlinearity of the amplitude-frequency characteristics of the generator and circuits, frequency deviation and difference frequency. The proposed options minimise bias. Methods of reducing the influence of discreteness errors in a frequency modulated (FM) transmitters (adaptive voltage control modulation, the introduction of an additional slow modulation of the carrier frequency, the spectral analysis method) are presented.

Keywords: level gauge, waveguide sensor, microwave, discreteness error, error of level gauge.

В настоящее время в качестве компонентов топлива некоторых современных ракетопереносителей используют керосин (горючее) и жидкий кислород (окислитель). Для измерения уровня компонентов топлива применяются дискретные емкостные и индуктивные датчики. Информация об уровне топлива необходима для поддержания оптимального соотношения компонентов топлива, обеспечивающего корректную работу двигателей ракетопереносителей в полете. Она имеет важное значение для определения оптимальных запасов окислителя и горючего, заправляемых на стартовой позиции и необходимых для выполнения поставленной задачи [1].

Для повышения точности измерения уровней компонентов топлива в полете и при заправке нами предложено использовать непрерывный волноводный датчик уровня, работа которого основана на сверхвысокочастотном (СВЧ) методе.

Волноводные уровнемеры подобны радарным уровнемерам, в которых в результате взаимодействия излученного и отраженного сигналов возникает сигнал разностной частоты, пропорциональной расстоянию от антенны излучателя до поверхности среды. Однако в нашем случае электромагнитный импульс распространяется не в газовой среде, а по специальному зонду – волноводу.

В основе работы датчика лежит явление отражения электромагнитных колебаний от плоскости раздела сред жидкость–газ. Датчики не имеют контакта с измеряемым объектом. Волноводные уровнемеры способны работать в жестких условиях: высокие температуры, высокое давление, сильное бурление жидкости, наличие паров и газов над поверхностью жидкости. Они способны обеспечить большую точность измерения, обладают меньшей зоной нечувствительности [2]. Подобные уровнемеры непрерывного излучения с частотной модуляцией (ЧМ) широко используются в промышленности для контроля жидких и сыпучих сред в емкостях, но в сфере ракетостроения для измерения компонентов топлива ранее не применялись. Распространение высокочастотного сигнала в газовых средах, в отличие от звуковых колебаний и электромагнитных волн оптического диапазона, слабо зависит от свойств этих сред в широком диапазоне температур. Кроме того, применение специальных направляющих и антенных устройств позволяет обеспечить бесконтактный способ измерения [3].

Уровеньмеры с ЧМ просты по устройству, надежны и имеют прямую зависимость частоты выходного сигнала от уровня.

При работе уровнемера микроволновой генератор датчика уровня формирует сигнал, частота которого изменяется во времени по линейному закону (линейный частотно-модулированный сигнал). Он излучается в направлении измеряемой среды, отражается от нее, и часть сигнала через определенное время, зависящее от скорости света, возвращается обратно в прибор. Излученный и отраженный сигналы смешиваются в датчике уровня, и в результате образуется сигнал, частота которого пропорциональна времени распространения и, соответственно, длине волновода. Дальнейшая обработка сигнала осуществляется с помощью микропроцессорной системы, которая преобразует полученную частоту в значение уровня.

Проблема использования одного из стандартных типов волноводных датчиков для измерения уровня компонентов топлива заключается в том, что они рассчитаны на работу с веществами, имеющими большое значение диэлектрической проницаемости. У компонентов топлива же диэлектрическая проницаемость очень мала: так, жидкий кислород

имеет $\varepsilon = 1.46$, а керосин $\varepsilon = 2.1$. Как следствие, отраженный от поверхности раздела сред сигнал будет достаточно слабым для его последующей обработки, особенно в случае с жидким кислородом при температуре -180°C . Возникает ряд погрешностей, которые не позволяют прецизионно оценивать измеряемый уровень.

Существуют несколько основных причин возникновения погрешности при определении уровня ЧМ-методом. При измерении частоты биений F_{R0} спектральным методом, изменение уровня h_0 можно зафиксировать лишь по изменению амплитуды спектральной линии, отстающей от предыдущей на величину F_m , т.е. минимально фиксируемое изменение F_{R0} равно:

$$\Delta F_{R0} = F_m. \quad (1)$$

Следует отметить, что здесь имеет место методическая погрешность измерения уровня [4]:

$$\Delta R_0 = \frac{c \Delta F_{R0}}{4 \Delta f_m F_m} = \frac{c \Delta F_m}{4 \Delta f_m F_m} = \frac{c}{4 \Delta f_m}, \quad (2)$$

где Δf_m – девиация частоты;

c – скорость света;

F_{R0} – частота биений;

h_0 – уровень;

F_m – величина изменения амплитуды спектральной линии;

ΔF_{R0} – минимально фиксируемое изменение частоты биений.

Для уменьшения погрешности частотного уровнемера необходима девиация частоты порядка нескольких ГГц, что затруднительно реализовать.

На результаты измерений частотного уровнемера будут оказывать влияние ошибки измерения частоты биений в частотомере, нестабильность величины девиации и частоты модуляции, нелинейность генератора частоты модуляции. Относительная ошибка измерения уровня равна относительной ошибке измерения частоты биений и относительному изменению девиации частоты модуляции. Чтобы обеспечить точное соответствие между уровнем и частотой биений, необходимо добиться малой степени нелинейности закона модуляции.

Линейность закона модуляции определяется относительным отклонением скорости изменения частоты или относительной погрешностью частоты биений [4]:

$$\frac{\Delta \gamma}{\gamma} = \frac{\Delta F_{R0}}{F_{R0}}. \quad (3)$$

Частотная модуляция СВЧ-колебаний при работе уровнемера сопровождается паразитной амплитудной модуляцией (ПАМ). Для нормальной работы уровнемера необходимо выделить сигнал на фоне шума – обеспечить амплитуду сигнала частоты биений, которая бы превосходила амплитуду ПАМ в несколько раз, что также является серьезной задачей [5].

При треугольном симметричном законе модуляции частота разностного сигнала равна:

$$F_b = 2\Delta F\tau / T_m, \quad (4)$$

где ΔF – девиация частоты.

Учитывая, что $\tau = 2R/c$, где R – расстояние до поверхности уровня, получим выражение для нахождения расстояния до поверхности:

$$R = \frac{cT_m F_b}{4\Delta F}, \quad (5)$$

где c – скорость распространения волны;

T_m – период модуляции;

F_b – разностная частота.

Из выражения (5) видно, что основными источниками погрешности являются четыре независимые величины: скорость распространения волны c ; период модуляции T_m ; нелинейность амплитудной частотной характеристики (АЧХ) СВЧ-генератора и трактов; девиация частоты ΔF и разностная частота F_b [6]. Влияние первых трех составляющих погрешности можно существенно уменьшить за счет учета системного характера влияния среды распространения и повышения стабильности задающего и моделирующего генераторов. Скорость распространения электромагнитной волны можно считать неизменной [7]. Погрешность формирования заданного периода модуляции T_m легко может быть сделана достаточно малой и поэтому не рассматривается. Третья составляющая ΔF связана с поддержанием неизменной величины девиации частоты передатчика, что достаточно сложно [8]. В ряде случаев задачи стабилизации периода модуляции и девиации частоты передатчика оказываются взаимосвязанными. Что касается ошибки в измерении разностной частоты, необходимо подчеркнуть, что поскольку произведение $T_m F_b$ фактически равно количеству периодов частоты биений N , укладывающихся в промежуток времени, равном периоду модуляции, то с изменением уровня поверхности топлива число N меняется дискретно, т.е. возникает ошибка дискретности:

$$\delta_R = \frac{c}{4\Delta F}. \quad (6)$$

Эта ошибка является методической и оказывает основное влияние на точность измерения уровня. Ошибка зависит не от уровня, а лишь от девиации частоты. При измеряемых уровнях в несколько метров она будет ощутима.

Уменьшение влияния ошибки дискретности в ЧМ-уровнемерах можно достигнуть тремя основными методами.

1. Метод адаптивного управления напряжением модуляции

Основан на адаптивном управлении модулирующим напряжением путем внесения в него переотражений [9]. Для этого необходима оперативная оценка нелинейности мо-

дулирующей характеристики (МХ) передатчика $F(U_{\text{мод}})$, формирование с учетом этой нелинейности цифровых отсчетов модулирующего воздействия $U_{\text{мод}}(t_j)$ в моменты времени t_j и преобразование этих отсчетов с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) и фильтра низких частот (ФНЧ) в аналоговую форму. В этом случае возможны два варианта оценки степени нелинейности МХ и формирования отсчетов модулирующего напряжения:

а) основанный на анализе частоты сформированного зондирующего сигнала. В свою очередь, его применение вынуждает использовать два режима работы уровнемера: в первом режиме, называемом калибровкой, производится медленное ступенчатое изменение модулирующего напряжения. На каждой ступени производится измерение значения частоты зондирующего сигнала, сравнение его с требуемым значением частоты, задаваемым каким-либо способом с помощью высокостабильного кварцевого генератора, и подбор такого напряжения, при котором эти частоты совпадут. Данный подход предполагает, что изменение МХ задающего генератора происходит медленно по сравнению с процессом измерения МХ и уровня. Это позволяет производить калибровку периодически с интервалом несколько десятков секунд или при изменении температуры на заранее заданную величину.

Существуют разные варианты измерения частоты зондирующего сигнала и сравнения ее с требуемой величиной, например, формирование сигнала на сравнительно низкой частоте, деление ее с помощью дополнительного делителя частоты, подсчет с помощью внешнего счетчика или внутренних ресурсов микропроцессора, сравнение результатов счета с заданным числом и изменение напряжения до получения требуемой величины.

Второй режим работы уровнемера заключается в переносе рабочего диапазона задающего генератора с использованием добавочного опорного генератора СВЧ и смесителя сдвига. Он действительно обеспечивает хорошую линейность МХ при любых изменениях внешних условий, но ему присущи скачки показаний и плавные уходы показаний, значительно превышающие мгновенную погрешность, обеспечиваемую линейностью МХ.

б) способ управления напряжением модуляции, основанный на измерении динамической модуляционной характеристики путем использования стабильной линии задержки, смешивания исходного сигнала и сигнала с выхода линии задержки с помощью дополнительного смесителя и непрерывного измерения неравномерности разностной частоты на выходе этого смесителя [9]. Происходит постепенное уточнение напряжения коррекции. После пересчета на каждой итерации необходимо производить масштабирование вновь полученного напряжения модуляции для поддержания прежней девиации частоты и граничных частот перестройки генератора. Формирование зондирующего сигнала производится уже по новому напряжению модуляции с использованием масштабного коэффициента. При этом формирование напряжения модуляции осуществляется цифровым методом с помощью ЦАП.

2. Метод введения дополнительной медленной модуляции несущей частоты для подавления дискретной ошибки

Суть метода заключается в подавлении дискретной ошибки с помощью введения дополнительной медленной модуляции несущей частоты передатчика. Оптимизация указанного метода осуществляется на основе численного эксперимента. В схему уровне-

ра добавляется еще один блок – дополнительный модулятор несущей частоты генератора [10]. В этом случае закон изменения мгновенной частоты генератора можно представить в виде:

$$\omega(t) = (\omega_0 + \Delta w_M F(t)) + \Delta \omega \sin(\Omega t), \quad (7)$$

где ω_0 – несущая частота;

Ω – частота основной модуляции;

$\Delta w, \Delta w_m$ – основная и дополнительная девиация частоты, соответственно;

$F(t)$ – некоторая периодическая функция с периодом $T_m \gg T = 2\pi / \Omega$, задающая закон дополнительной модуляции, $|F(t)| \leq 1$.

Полагая, что $F(t) \approx \text{const}$ на периоде основной модуляции, имеем модель измерителя разностной частоты:

$$\tilde{N}(R) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left\{ \left| \frac{2R[w_0 + \Delta w + \Delta w_M F_i]}{\pi c} \right| - \left| \frac{2R[w_0 - \Delta w + \Delta w_M F_i]}{\pi c} \right| \right\}, \quad (8)$$

где $F_i = F_i(t)$ – функция $F(t)$ в i -том цикле счета;

$M = T_m / T = \Omega / \Omega_m$ – число периодов основной модуляции T , уменьшающихся на периоде дополнительной медленной модуляции T_m ;

R – измеряемый уровень;

c – скорость распространения электромагнитной волны.

Модель справедлива для неподвижного или медленно меняющегося уровня, как в случае с компонентами топлива, которые расходуются в полете не так быстро. В случае быстрого изменения уровня необходимо учитывать смещение уровня распространения сигнала от границы уровня до датчика. Таким образом, в формуле (8) измеряемый уровень R будет соответствовать моменту времени $t - \tau / 2$.

3. Спектральный метод анализа уровнемера с частотной модуляцией

Спектр на выходе смесителя должен быть дискретным, и интервал между спектральными составляющими должен быть равен частоте модуляции.

Максимум основного лепестка спектра, соответствующий частоте, в общем случае не совпадает ни с одной спектральной составляющей. Поэтому в традиционных методах обработки в спектральной области при плавном изменении уровня положение максимальной спектральной составляющей будет изменяться дискретно с шагом $f_{\text{мод}}$, а соответствующий уровень – изменяться с дискретностью δ_R . Таким образом, рассматриваемый метод анализа и обработки также приводит к дискретности отсчета, обусловленной периодичностью ЧМ.

Время измерения частоты может быть различным. Минимальное время анализа равно половине периода модуляции. Увеличение времени анализа приводит к необходимости измерения средней частоты фазоманипулированного радиосигнала и, как следствие, к возникновению дополнительных ошибок. Ограниченный объем выборки, по которой

производится оценка частоты, затрудняет измерения с высокой точностью, так как речь идет об изменении уровней, соизмеримых с величиной ошибки дискретности. В уровнемере с ЧМ одной из причин погрешности измерения разностной частоты является нелинейность изменения частоты СВЧ-генератора передатчика, источниками которой могут быть нелинейность МХ или влияние СВЧ-сигнала, отраженного от уровня, на ЧМ-генератор. Очевидными причинами возникновения погрешности измерения являются шумы первых каскадов приемника, фазовые шумы передатчика и наличие помех в принимаемом сигнале. Источниками помех могут являться мешающие отражатели, расположенные в рабочей зоне уровнемера. Даже при идеальных условиях формирования и обработки сигнала разностной частоты не исключена методическая погрешность [11].

Необходимость уменьшения ошибки дискретности при помощи специальных алгоритмов обработки сигнала биений вызвана и тем обстоятельством, что в измерительных системах на основе ЧМ-уровнемера нежелательно значительно увеличивать девиацию частоты ΔF : увеличение девиации частоты, как правило, существенно удорожает стоимость прибора.

Подытоживая выше сказанное, следует подчеркнуть, что первые два метода (группы методов) позволяют снизить ошибку дискретности примерно в 10–20 раз. Вместе с тем, их применение ухудшает такие характеристики устройства, как экономичность, надежность и быстродействие. Проявляются также дополнительные погрешности, связанные с управляющими сигналами, стабильностью и нелинейностью частотных характеристик генератора, влиянием паразитной частотной модуляции и процедуры усреднения. Третий метод (группа методов) из-за особенностей спектрального анализа принципиально не позволяет избавиться от методической ошибки δ_s .

На практике уровнемер должен обеспечивать высокую точность при минимальных значениях девиации и жестких, но стабильных частотных параметрах СВЧ-генератора, без посторонних управляющих сигналов.

Литература:

1. Михеев В.П., Просандеев А.В. Датчики и детекторы: учебное пособие. М.: МИФИ, 2007. 172 с.
2. Дорофеев А.А. Основы теории тепловых ракетных двигателей. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 1999.
3. Гончаров В.Б., Ивченко В.Д. Непрерывный датчик уровня для системы заправки и расхода компонентов топлива ракетносителей / Сб. трудов 62-й научно-техн. конф. Ч. 3. Технические науки. М.: МИРЭА, 2013. С. 92–100.
4. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. М.: Сов. радио, 1973. 496 с.
5. Галасюк И.Б. Радиоволновый фазовый уровнемер для контроля жидких и сыпучих материалов: дис. ... канд. техн. наук. СПб., 2002. 180 с.
6. Мищенко С.В., Малков Н.А. Проектирование радиоволновых (СВЧ) приборов неразрушающего контроля материалов. Тамбов: Издательство ТГТУ, 2003.
7. Атаянц Б.А., Давыдошкин В.М., Езерский В.В. [и др.] Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника, 2012. 512 с.

8. Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижев В.И. Теоретические основы радио-высотометрии / Под ред А.П. Жуковского. М.: Сов. радио. 1979. 320 с.
9. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.
10. Захарченко В.Д., Цапков Ю.А. Оптимизация ЧМ-высотомера малых высот путем выбора формы дополнительной модуляции / Сб. статей «Качинские чтения VI». Качинское ВВАУЛ, 2001.
11. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2003. 604 с.

УДК: 621.373.8

**ТЕХНОЛОГИЯ ЛАЗЕРНОЙ РЕЗКИ
КРЕМНИЕВЫХ ПЛАСТИН НА КРИСТАЛЛЫ
ОРГАНИЧЕСКИХ СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИХ ДИОДОВ**

**В.С. Кондратенко, д.т.н., профессор,
В.И. Иванов[@], аспирант**

*Московский технологический университет, Москва, 107076 Россия
@Автор для переписки, e-mail: ivi061@gmail.com*

В статье рассматриваются вопросы качества кристаллов в производстве микродисплеев на органических светоизлучающих диодах (ОСИД или OLED) после лазерного разделения. Данная работа направлена на увеличение выхода годных изделий при разрезании кремниевой приборной пластины на кристаллы методом лазерного управляемого термораскалывания (ЛТУ).

Ключевые слова: микродисплей; лазерное управляемое термораскалывание (ЛТУ); органические светоизлучающие диоды (ОСИД или OLED); разрезание кремниевых приборных пластин на кристаллы.

**TECHNOLOGY OF LASER CUTTING OF SILICON WAFERS
INTO ORGANIC LIGHT-EMITTING DIODE CHIPS**

**V. S. Kondratenko,
V.I. Ivanov[@]**

*Moscow Technological University, Moscow, 107076 Russia
@Corresponding author e-mail: ivi061@gmail.com*

The article deals with the matter of crystal quality in the production of microdisplays based on organic light-emitting diodes (OLEDs) after separation. This work aimed at increasing the product yield in cutting a silicon device wafer into chips by a method based on laser controlled thermocracking (LCT). This paper considers the laser processes performed on a laser system RT-350 assessed by the heating effect on OLED structures. Data for rating the merit of the surfaces of chips after the laser controlled thermocracking and dicing, namely, the availability and size of the chipping, as well as surface roughness are presented and compared. The authors substantiated the possibility of increasing efficiency and quality in the process of cutting silicon device wafers with a thickness of 725 microns into OLEDs for microdisplays production.

Keywords: ferroelectric, thin film, PZT, modeling, disturbed layer, dead layer.

Введение

Кремний – самый распространенный полупроводниковый конструкционный материал, применяемый в различных устройствах на базе МЭМС: кремний является наиболее подходящей основой, на которой могут быть сформированы электронные, механические, тепловые, органические и оптические элементы и структуры [1].

Разрезание кремневой пластины на кристаллы является важной технологической операцией, оказывающей существенное влияние на общий процент выхода годных изделий [2].

Настоящая работа посвящена решению проблем, связанных с качеством традиционных технологий механической резки кремниевых приборных пластин толщиной 725 мкм на кристаллы с органическими светоизлучающими диодами (OLED), которые используются при производстве микродисплеев [3].

Исследование процессов резки кремниевых пластин на кристаллы

Передовые производители OLED-микродисплеев, такие, как eMagine (США), Sony (Япония), MicroOLED (Франция), Olightek (Китай) и ООО «ТОПЭ» (Россия) на этапе разделения кремниевых приборных пластин на кристаллы с OLED применяют традиционные контактные механические методы резки.

Одним из традиционных способов разделения является нанесение риски алмазным инструментом с последующим разламыванием пластины вдоль линии скрайбирования. Благодаря техническим инновациям и спросу на более высококачественные кристаллы, процессы разрезания пластин на кристаллы изменились. На сегодняшний день применяются методы скрайбирования алмазным инструментом, скрайбирование лазером, лазерное внутриобъемное скрайбирование (stealth dicing), надрезание и сквозная резка диском с алмазной режущей кромкой. Однако из-за наличия остаточных термических и механических напряжений вдоль линии реза все известные методы резки ухудшают механические свойства кремниевых пластин, в первую очередь, их прочность [4].

В ходе выполнения данной работы проведены экспериментальные исследования по алмазному скрайбированию кремниевых пластин толщиной 725 мкм на установке CNC LCD450 (Тайвань), эксперименты с разными режимами дисковой резки кремниевых приборных пластин и «сэндвичей» (подложка + стеклянная крышка) на кристаллы, а также проведен анализ различных лазерных методов [5]. Лазерная обработка кремния на различных лазерных установках с различными длинами волн, длительностью импульса (от фемтосекундного и пикосекундного режимов до наносекундного) и различными уровнями мощности не гарантирует высококачественную сквозную резку кремниевых пластин толщиной свыше 200 мкм. Более того, в случае разделения кремниевых пластин лазерными методами возникают повышенные тепловые воздействия, которые приводят к снижению прочности кристаллов и могут вызвать повреждения тонких пленок, органических структур и чувствительной электроники на кристалле.

Наиболее эффективным при прецизионной резке широкого класса хрупких неметаллических материалов является метод лазерного управляемого термораскалывания (ЛУТ), получивший мировое признание [6]. Однако, несмотря на ряд хороших результатов раз-

деления кремниевых пластин толщиной 725 мкм этим методом, во втором направлении в местах пересечения линий реза часто происходит отклонение реза от прямолинейной траектории. В связи с этим необходимо использовать нанесение надрезов по всей длине каждого реза во втором направлении [7]. Надрезы глубиной 100 мкм наносятся импульсным твердотельным лазером УФ-диапазона (356 нм); такие надрезы дают дополнительную степень контроля продвижения трещины, являясь концентраторами напряжения по всей длине реза. ЛУТ по надрезам обеспечивает эффективное и высококачественное разделение пластин с OLED на кристаллы по сравнению с классическим методом ЛУТ. Нанесение предварительных надрезов по всей длине реза импульсным УФ-лазером мощностью ~ 4.5 Вт с размерами пучка 0.05×0.05 мм² со скоростью перемещения $v = 20\text{--}30$ мм/с позволяет избежать отклонения реза от прямолинейной траектории [8].

Результаты и их обсуждение

Оценка качества кристаллов после резки

Ниже представлены результаты выполнения комплекса научно-исследовательских и экспериментальных работ по разделению кремниевых приборных пластин толщиной 725 мкм с OLED на кристаллы.

На рис. 1 приведены изображения кромки кристалла и его профиля, полученные с по-

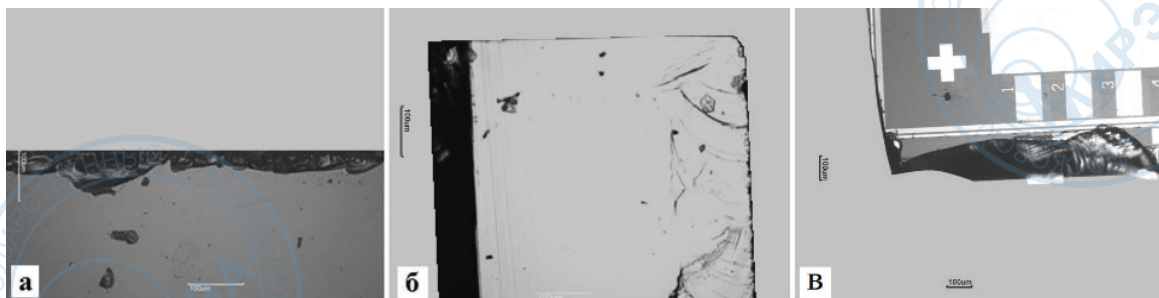


Рис. 1. Сколы на кремниевом кристалле после алмазного скрайбирования (а), его профиль (б) и пересечение линий реза с рабочей стороны (в).

мощью оптического микроскопа модели PSM-1000 фирмы Motic (Китай). Зачастую при алмазном скрайбировании сколы превышают размеры 150 мкм, и, как правило, кромка имеет искривленную форму, которая сказывается на прочности одной из граней кристалла, это может вызвать брак на последующих технологических операциях.

Передовые производители OLED-микродисплеев eMagine (США) и Olightek (Китай) применяют метод дисковой резки. На рис. 2 приведены изображения кремниевого кристалла OLED-микродисплея фирмы eMagine (США), полученные на том же микроскопе. Видны характерные черты применения дисковой резки, в том числе, наличие сколов размером более 100 мкм.

На рис. 3 представлены фотографии кремниевого кристалла OLED-микродисплея производства ООО «ТОПЭ» (Россия) после дисковой алмазной резки на установке ADT 7100 ProVectus (Израиль). Следует отметить различия этапов сборки: у eMagine резка кремниевых пластин с OLED и стеклянных крышек происходит отдельно, а в ООО «ТОПЭ» на операцию резки поступают так называемые «сэндвичи» (приборная пластина с OLED, загерметизированная стеклянной крышкой при помощи специального клея).

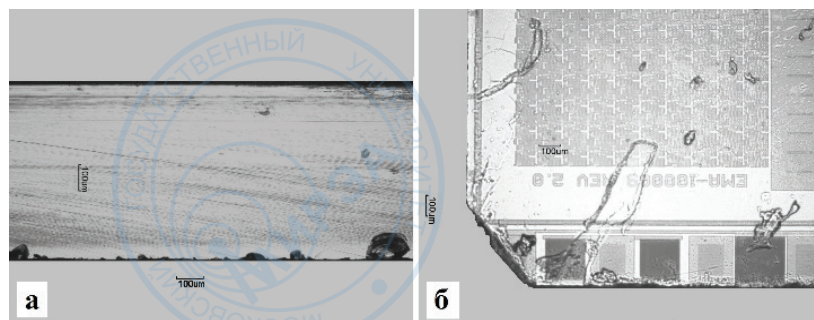


Рис. 2. Сколы на кремниевом кристалле от OLED-микродисплея фирмы eMagine: профиль (а); пересечение линий реза с рабочей стороны (б).

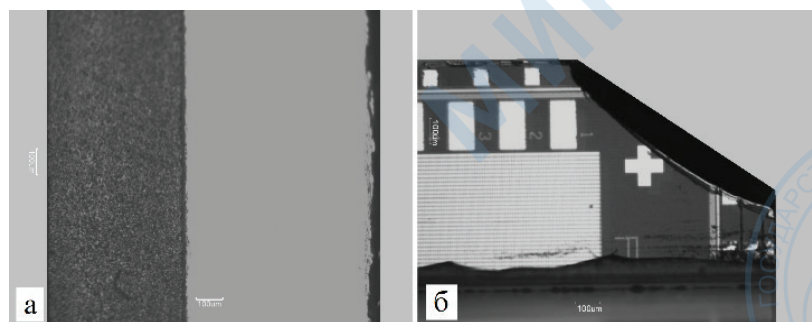


Рис. 3. Сколы на кремниевом кристалле от OLED-микродисплея ООО «ТОПЭ»: профиль (а); пересечение линий реза с рабочей стороны (б).

Ввиду того, что механические методы разрезания кремниевых пластин являются контактными, избежать сколов на рабочей поверхности кристаллов невозможно. Кроме того, из-за физико-механических особенностей процессов и износа алмазного режущего инструмента размеры сколов зачастую превышают допустимые, что вызывает брак (рис. 4а) и сказывается на качестве последующей операции разварки контактов между кристаллом и печатной платой (рис. 4б).



Рис. 4. Повреждения контактных площадок (а) и брак разваренных контактов кристаллов из-за сколов (б).

На рис. 5 представлены результаты лазерной резки по обратной стороне кремниевых приборных пластин [8], применяемых в ООО «ТОПЭ» при производстве OLED-микродисплеев. Установка РТ-350 (Россия), на которой осуществлялось ЛУТ по надре-

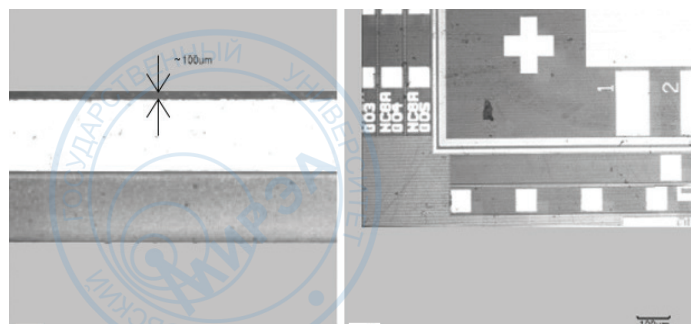


Рис. 5. Качество резов после ЛУТ по предварительным надрезам: профиль (а); пересечение линий реза с рабочей стороны (б).

зам, оснащена ИК-камерой с диапазоном чувствительности в спектре 1460–1625 нм (для кремния пропускание ~55%), которая позволяет получать на дисплее ПК 12-ти кратное увеличение изображения пластины, расположенной лицевой стороной вниз.

Количественная оценка качества кристаллов после резки

Для количественной оценки качества кристаллов измерена шероховатость торцов рабочих поверхностей вдоль линий реза с помощью профилометра модели XR-200 фирмы Ambios (США). Шероховатость поверхности после скрайбирования составила $RZ \approx 22.5539$ мкм (рис. 6а), после дисковой резки $RZ \approx 11.1368$ мкм (рис. 6б), а после ЛУТ $RZ \approx 0.005$ мкм (рис. 6в).

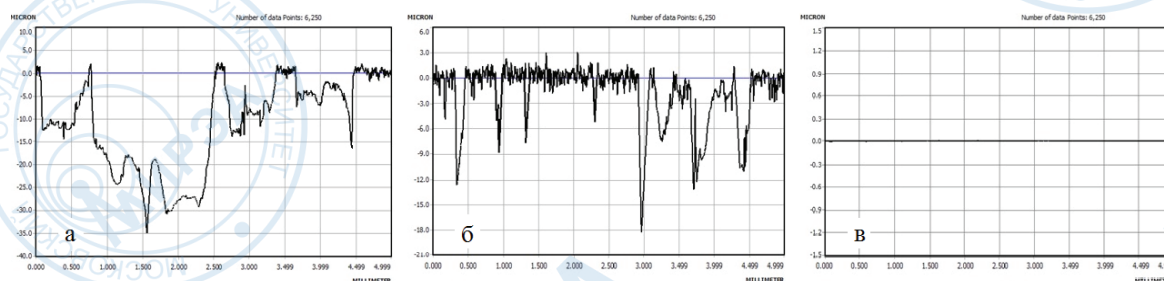


Рис. 6. Профилограммы поверхностей кромок кристаллов после скрайбирования (а), дисковой резки (б) и ЛУТ (в).

С целью определения качественного влияния нагрева на структуры OLED при нанесении надрезов и ЛУТ, с помощью цветоанализатора CA-310 компании Konica Minolta (Япония) были проведены измерения яркости образцов до и после резки. Результаты измерений яркости приведены на рис. 7а. Значения яркости остались такими же, как и до резки. Измерена также неравномерность яркости по области свечения образцов после ЛУТ при помощи люксметра/цветоанализатора LumiCam 1300 производства компании Instrument Systems (Германия). Неравномерность яркости OLED-микродисплеев не должна превышать 15% [3], трехмерные модели представлены на рис. 7б: неравномерность по яркости не превышает 10%. Это говорит о том, что термическое воздействие при лазерной резке не ухудшает эксплуатационные параметры OLED. Приведенные в

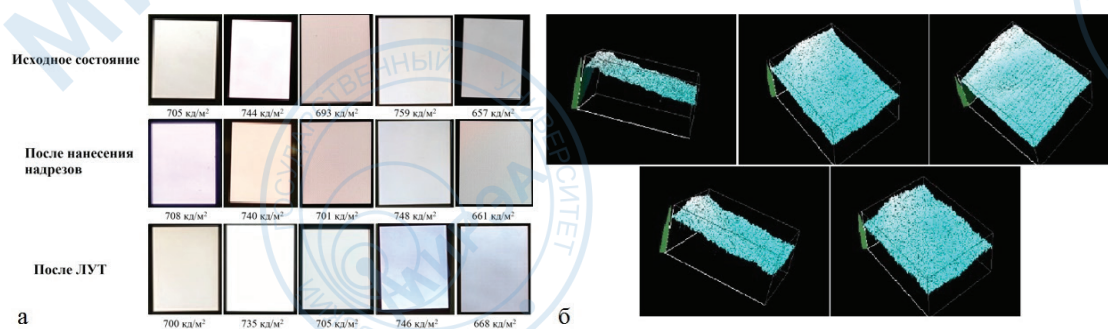


Рис. 7. Яркость OLED до резки, после нанесения надрезов и после ЛУТ (а) и трехмерные модели распределения яркости пяти измеренных тестовых образцов (б).

данной работе методики оценки качества описаны в ранее опубликованной работе [9], на их основе разработана система контроля качества кристаллов с OLED после резки.

Выводы

Проведенные в данной работе исследования и полученные результаты доказывают высокую эффективность применения метода лазерного управляемого термораскалывания (ЛУТ) для разделения кремниевых приборных пластин толщиной 725 мкм со структурами OLED на кристаллы, используемые в производстве микродисплеев.

Установлены следующие существенные преимущества описанного метода лазерной резки по сравнению с применяемыми ведущими производителями OLED-микродисплеев традиционными методами:

- высокая скорость резки – до 80 мм/с;
- высокое качество резки за счет отсутствия микротрещин и сколов вдоль линии реза на рабочей поверхности кремниевой приборной пластины, в том числе, уменьшение шероховатости более, чем на три порядка;
- OLED не деградируют;
- качество кромки изделий после ЛУТ соответствует качеству финишной полировки;
- резка методом ЛУТ позволяет увеличить процент выхода годных изделий.

Внедрение разработанного технологического процесса лазерной резки кремниевых подложек на кристаллы в производство OLED-микродисплеев позволяет практически на порядок увеличить производительность процесса резки и увеличить процент выхода годных изделий за счет бездефектности кромки по рабочей поверхности кремниевых кристаллов.

Литература

1. Maluf N., Williams K. An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering. Boston: Artech House, 2004.
2. Sullivan S. Handbook of Silicon Based MEMS Materials and Technologies. Oxford: Elsevier, 2010. Chapter 41. P. 601–606.
3. Грачев О.А., Иванов В.И., Кондрацкий Б.А., Усов Н.Н. [и др.] Исследование и разработка технологии создания активно-матричных микродисплеев на основе органи-

ческих светодиодов (ОСИД) // Нанотехника. 2014. № 2 (38). С. 43–45.

4. Schoenfelder S., Ebert M., Landesberger C., Bock K., Bagdahn J. Investigations of the influence of dicing techniques on the strength properties of thin silicon // Microelectronics Reliability. 2007. V. 47 (2-3). P. 168–178.

5. Иванов В.И. Методы резки кремниевых приборных пластин на чипы в производстве органических микродисплеев // Интернет-журнал «Науковедение». 2014. № 4 (23). [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://naukovedenie.ru/PDF/87TVN414.pdf>, свободный. – Загл. с экрана.

6. Кондратенко В.С. Способ резки неметаллических материалов: патент № 2024441 РФ. – № 5030537; заявл. 02.04.1992; опубл. 15.12.1994. Бюл. 23.

7. Кондратенко В.С., Наумов А.С. Способ резки пластин из хрупких материалов: патент № 2404931 РФ. – № 2009132338/084; заявл. 28.08.2009; опубл. 27.11.2010. Бюл. 33.

8. Кондратенко В.С., Борисовский В.Е., Иванов В.И., Зобов А.К. Повышение эффективности процесса лазерной резки кремниевых приборных пластин на кристаллы ОСИД // Приборы. 2015. № 9 (183). С. 49.

9. Иванов В.И. Методы контроля качества кремниевых кристаллов с ОСИД после лазерной резки // Результаты научных исследований: сб. статей VII Междунар. науч.-практ. конф. (5 октября 2015 г., г. Екатеринбург). – Уфа: АЭТЕРНА, 2015. С. 43–48.

УДК: 621.382

ВЛИЯНИЕ НАРУШЕННЫХ СЛОЕВ НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА КОНДЕНСАТОРНЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ СЕГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПЛЕНОК

П.П. Лавров[@], аспирант, стажер-исследователь НОЦ «Технологический Центр»

Московский технологический университет (МИРЭА), Москва, 119454 Россия

[@]Автор для переписки, e-mail: lavrov@mirea.ru

Конденсаторные сегнетоэлектрические структуры являются основой многих современных устройств микроэлектроники, в том числе энергонезависимой памяти, пьезоэлектрических микро-актюаторов, датчиков и пр. Тенденция миниатюризации подобных устройств, требует уменьшения толщины сегнетоэлектрического слоя, что приводит к снижению важнейших характеристик сегнетоэлектрических структур, таких как диэлектрическая проницаемость, остаточная поляризация, температура Кюри и др. Подобные толщинные зависимости, как правило, интерпретируют в рамках модели «нарушенного слоя», предполагающей существование несегнетоэлектрических нарушенных, «мертвых» слоев постоянной толщины на границе сегнетоэлектрик-металл. В данной работе исследованы диэлектрические характеристики конденсаторных структур на основе плотных и пористых пленок цирконата-титаната свинца (ЦТС) различной толщины. Проведено моделирование зависимостей диэлектрической проницаемости от толщины с учетом нарушенных слоев, определена оптимальная методика моделирования.

Ключевые слова: сегнетоэлектрики, тонкие пленки, нарушенный слой, ЦТС, моделирование.

INFLUENCE OF DISTURBED LAYERS ON THE DIELECTRIC PROPERTIES OF FERROELECTRIC THIN FILM CAPACITORS

P.P. Lavrov[@]

Moscow Technological University (MIREA), Moscow, 119454 Russia

[@]Corresponding author e-mail: lavrov@mirea.ru

Capacitor ferroelectric structures are the basis of many modern microelectronic devices, including non-volatile memory, piezoelectric micro-actuators, sensors etc. Miniaturization of such devices requires a reduction in the ferroelectric layer thickness, which reduces the major characteristics of ferroelectric structures, such as permittivity, remanent polarization, Curie temperature, and others. Such thickness dependences are usually explained by the "disturbed layer" model, which assumes the existence of a nonferroelectric (disturbed, dead) layer with

uniform thickness on the ferroelectric-metal interface. In this paper, dielectric characteristics of the capacitor structures based on dense and porous lead zirconate titanate (PZT) films with different thicknesses are studied. Modeling of permittivity dependencies as a function of the ferroelectric film thickness considering the presence of disturbed layers is performed. The optimal modeling technique is proposed.

Keywords: ferroelectric, thin film, PZT, modeling, disturbed layer, dead layer.

Введение

Конденсаторные сегнетоэлектрические структуры являются основой многих современных устройств микроэлектроники, в том числе энергонезависимой памяти, актюаторов, датчиков, пьезо-генераторов энергии и пр. Тенденция постоянной миниатюризации микроэлектронных устройств требует уменьшения размеров сегнетоэлектрического слоя в подобных структурах, что неизбежно сопровождается ухудшением их электрофизических характеристик.

Хорошо известно, что с уменьшением толщины сегнетоэлектрического слоя в конденсаторных структурах снижаются диэлектрическая проницаемость, остаточная поляризация, температуры Кюри, увеличивается коэрцитивное поле [1, 2]. Как правило, подобные зависимости интерпретируют в рамках так называемой модели «нарушенного слоя» [2–4]. Эта модель предполагает, что на границах раздела металл–сегнетоэлектрик существуют некие переходные (нарушенные, «мертвые») слои постоянной толщины, обладающие сниженной диэлектрической проницаемостью по сравнению с объемом пленки (рис. 1). Обычно значение диэлектрической проницаемости такого нарушенного слоя принимают равным значению диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрической пленки на оптических частотах $\varepsilon_\delta = n^2$ [5].

Конденсаторная структура в этом случае рассматривается как три последовательно

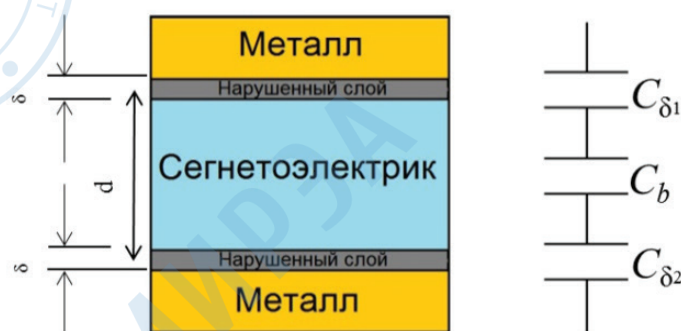


Рис. 1. Нарушенные слои в конденсаторной сегнетоэлектрической структуре.

соединенных конденсатора, общая емкость которой определяется выражением (рис. 1):

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_{\delta 1}} + \frac{1}{C_b} + \frac{1}{C_{\delta 2}}, \quad (1)$$

где C – емкость всей структуры;

$C_{\delta 1,2}$ – емкость нарушенного слоя;

C_b – емкость объема пленки.

Соответствие уравнения (1) наблюдаемым экспериментальным зависимостям было продемонстрировано во множестве работ [4–12] и не вызывает сомнений, в то время как природа этих слоев пока не до конца ясна. Взгляды на то, что физически представляет собой так называемые «мертвые» слои и действительно ли такие слои существуют, разделены. Одни авторы утверждают [6–8], что слои с низкой диэлектрической проницаемостью являются неизбежным следствием физики контакта сегнетоэлектрик–металл и это имеет фундаментальные причины. Среди возможных конкретных причин называют такие явления, как эффект Кретчера-Биндера [6, 8], экранирование Томаса-Ферми [8], барьер Шоттки [9, 10]. По мнению других авторов [4, 11, 12], причина возникновения нарушенных слоев – в большой плотности дефектов в сегнетоэлектрических пленках вблизи электрода, например, вследствие несоответствий параметров кристаллической решетки пленки и подложки, дефектообразования в процессе роста и других явлений.

Таким образом, исследование толщинных зависимостей диэлектрических характеристик конденсаторных структур и их моделирование является актуальной задачей с точки зрения изучения фундаментальных причин возникновения этих явлений, а также для прикладных задач их применений в устройствах электроники. Целью данной работы явилось установление зависимостей диэлектрических характеристик конденсаторных структур на основе плотных и пористых пленок цирконата-титаната свинца (ЦТС) от толщины, моделирование этих зависимостей с учетом наличия нарушенных слоев и определение оптимальной методики моделирования экспериментальных диэлектрических характеристик.

Экспериментальная часть

Синтез пленкообразующих (ПО) растворов $\text{Pb}(\text{Zr}_{0.48}\text{Ti}_{0.52})\text{O}_3$ проводили по методике, описанной в работе [13]. Для получения пористой структуры в один из ПО растворов добавляли 10% мас. поливинилпирролидона (PVP) с молекулярной массой 29000.

Пленки осаждали на кремниевые платинизированные подложки со структурой Pt (150 нм) – TiO_2 (10 нм) – SiO_2 (300 нм) – Si. ПО-раствор наносили послойно методом центрифугирования с угловой скоростью 2700 об/мин. Каждый слой подвергали сушке в ИК-печи ($\approx 150^\circ\text{C}$), затем изотермической сушке (пиролизу) при температуре 400°C в течение 10 мин. После нанесения требуемого количества слоев проводили завершающий отжиг–кристаллизацию при 650°C в течение 15 мин.

Из ПО-растворов с PVP формировали пористые пленки толщиной 187 нм (3 слоя), 302 нм (5 слоев), 576 нм (10 слоев), 1177 нм (20 слоев); из ПО-растворов без PVP – плотные пленки толщиной 197 нм (5 слоев), 406 (10 слоев), 787 (20 слоев) и 1165 нм (30 слоев).

Толщину d и показатель преломления n пленок измеряли методом спектральной эллипсометрии на установке SE 850 Sentech. Микроструктура полученных пористых пленок подробно рассмотрена в работе [14], средний размер пор составлял ~ 50 нм.

Электрические измерения проводили с помощью ртутного зонда (MDC-150) с диаметром контакта 760 мкм. Измерение петель сегнетоэлектрического гистерезиса осуществляли на установке TF Analyzer 2000E компании AixACST на частоте 100 Гц с амплитудой напряженности электрического поля 200–250 кВ/см. Вольт-фарадные характеристики (ВФХ) структур металл–сегнетоэлектрик–металл (МСМ) измеряли на частоте 100 кГц LCR-метром модели Agilent 4284A.

Результаты и их обсуждение

На рис. 2 представлены петли сегнетоэлектрического гистерезиса плотных и пористых пленок ЦТС различной толщины. В табл. 1 приведены следующие характеристики: d – толщина сегнетоэлектрической пленки; ε_s – малосигнальная (амплитуда сигнала ~ 25 мВ) диэлектрическая проницаемость при нулевом смещении; E_c – коэрцитивное

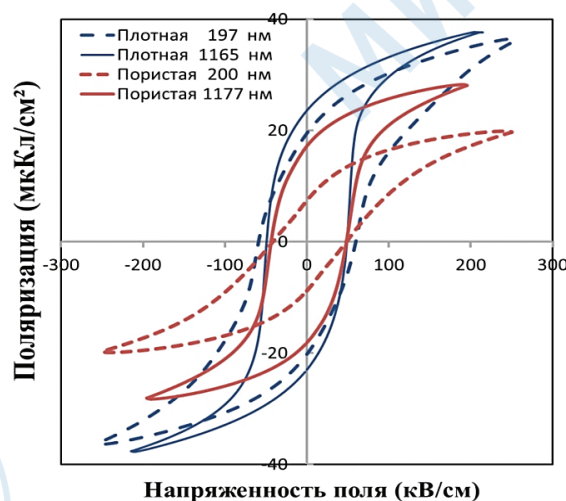


Рис. 2. Петли сегнетоэлектрического гистерезиса конденсаторных структур с плотными и пористыми пленками ЦТС различной толщины.

Таблица 1. Диэлектрические характеристики конденсаторных структур на основе плотных и пористых пленок ЦТС

Пленки ЦТС	d	ε_s	E_{c+}	E_{c-}	P_r	$S_{PE}=(dP/dE)_{max}$
	нм		кВ/см		мкКл/см²	мкКл/см·кВ
Плотные	197	699	63	-63	19.8	0.47
	406	834	57	-56	24.1	0.85
	787	869	53	-53	24.3	0.99
	1165	849	54	-54	23.3	1.28
Пористые	187	364	49	-41	8.1	0.19
	302	406	52	-43	11.1	0.31
	576	511	50	-39	12.2	0.37
	1177	576	48	-44	17.6	0.74

поле; P_r – остаточная поляризация; $S_{PE}=(dP/dE)_{max}$ – крутизна петли гистерезиса при $P = 0$, полученная по результатам моделирования петли гистерезиса обратной тригоно-

метрической функцией [15].

Из рис. 2 и табл. 1 видно, что при сопоставимой толщине пленок остаточная поляризация, поляризация насыщения, а также крутизна (прямоугольность) петель гистерезиса пористых образцов существенно меньше, чем плотных. С увеличением толщины и пористых, и плотных пленок остаточная поляризация, прямоугольность и малосигнальная диэлектрическая проницаемость увеличиваются. Помимо этого, с уменьшением толщины плотных пленок ЦТС наблюдается увеличение коэрцитивного поля E_c . Все эти полученные зависимости соответствуют модели нарушенного слоя [16].

В то же время коэрцитивное поле структур с пористыми пленками не подчиняется указанной закономерности. В первом приближении можно полагать, что оно не зависит от толщины. Вероятным объяснением наблюдаемого феномена могут быть низкие механические напряжения и сравнительно большая сквозная проводимость пористой пленки [17].

На рис. 3а изображены зависимости диэлектрической проницаемости исследуемых конденсаторных структур от толщины и соответствующие им моделирующие кривые. Моделирование производили методом нелинейной регрессии, для чего уравнение (1) представляли в следующем виде:

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_b \cdot \frac{d \cdot \varepsilon_\delta}{d \cdot \varepsilon_\delta + 2\delta(\varepsilon_b - \varepsilon_\delta)}, \quad (2)$$

где ε_{eff} – экспериментально полученная диэлектрическая проницаемость;

$\varepsilon_b, \varepsilon_\delta$ – диэлектрические проницаемости объема сегнетоэлектрической пленки и нарушенного слоя, соответственно;

δ – толщина нарушенного слоя.

Необходимо отметить, что используемый метод нелинейной регрессии ранее не применялся для моделирования подобных зависимостей.

Для сопоставления проведено также моделирование исследуемых зависимостей ме-

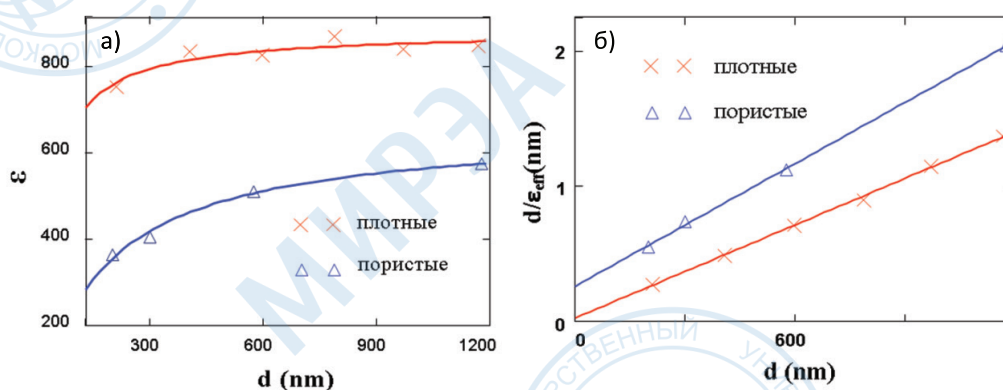


Рис. 3. Экспериментальные зависимости диэлектрической проницаемости плотных и пористых пленок ЦТС от толщины и соответствующие уравнению (2) моделирующие кривые (а); зависимость d/ε_{eff} от толщины и соответствующие уравнению (3) моделирующие кривые (б).

тодом линейной регрессии, обычно используемым [3]. В этом случае уравнение (1) представляется в линейном виде (при $\varepsilon_b \gg \varepsilon_\delta$):

$$\frac{d}{\varepsilon_{eff}} = \frac{d}{\varepsilon_b} + \frac{2\delta}{\varepsilon_\delta} \left(1 - \frac{\varepsilon_\delta}{\varepsilon_b}\right) \approx \frac{d}{\varepsilon_b} + \frac{2\delta}{\varepsilon_\delta}, \quad (3)$$

Тогда аппроксимация производится в координатах d/ε_{eff} от d .

Полученные результаты представлены на рис. 3б. Диэлектрическую постоянную нарушенных слоев при моделировании данными методами принимали равной оптическому значению, т.е. $\varepsilon_\delta = n^2$ [5].

В табл. 2 суммированы данные, полученные в результате моделирования: ε_b – диэлектрическая проницаемость объема пленки; C_δ и δ – емкость и толщина нарушенного слоя, соответственно; S_{quad} – среднеквадратическое отклонение модельных значений ε_b от экспериментальных.

Таблица 2. Параметры нарушенных слоев конденсаторных структур с плотными и пористыми пленками ЦТС

Пленки ЦТС	$\varepsilon_\delta = n^2$	Нелинейная аппроксимация (2)				Линейная аппроксимация (3)			По крутизне петель (5)
		C_δ	ε_b	δ	S_{quad}	ε_b	δ	S_{quad}	δ
		мкФ/см ²		Å	%		Å	%	Å
Плотные	6.25	47	884	1.2	4.8	870	0.9	6.1	1.7
Пористые	4.57	6.9	659	6	3.7	661	6	3.8	3.8

Как видно из табл. 2, оба метода моделирования дают сопоставимые результаты. Полученное значение толщины нарушенного слоя плотной пленки составило 1.2 Å. Этот результат коррелирует с ранее опубликованными значениями ~1.7 Å, полученными для структур с пленками титаната бария-стронция [18]. Толщина нарушенного слоя структур на основе пористых пленок оказалась примерно в 5 раз больше плотных.

Из приведенных результатов следует, что использование метода нелинейной регрессии обеспечивает более точные результаты определения диэлектрической проницаемости и толщины нарушенного слоя, поскольку S_{quad} аппроксимации в первом случае несколько меньше.

Для сравнения рассчитана толщина нарушенного слоя δ по крутизне петель сегнетоэлектрического гистерезиса с использованием формулы, предложенной А. Таганцевым [2]:

$$\sigma = \left(\frac{S_{PE2} - S_{PE1}}{S_{PE1} \cdot S_{PE2}} \cdot \frac{d_1 \cdot d_2}{d_1 - d_2} \right) \cdot \varepsilon_0 \varepsilon_\delta, \quad (5)$$

где S_{PE1} , S_{PE2} – крутизна петли гистерезиса структур с двумя разными толщинами сегнетоэлектрического слоя.

Полученные по формуле (5) значения δ также приведены в табл. 2 и, как видно, отличаются от значений δ , полученных по диэлектрической проницаемости, на 30–50%. По нашему мнению, точность определения толщины нарушенного слоя методом А. Таганцева ниже.

Для подтверждения полученных результатов построены зависимости значений максимальной поляризации P_f петель гистерезиса при различных амплитудах прикладываемого напряжения для исследуемых структур с плотными (рис. 4а) и пористыми (рис. 4б) пленками (сплошные линии). Очевидно, что наклоны полученных кривых для пленок разных толщин существенно отличаются, вероятнее всего, за счет влияния нарушенных слоев.

Если учесть, что нарушенные слои в структуре последовательно соединены с объемом пленки, то при приложении внешнего поля к структуре часть поля будет падать на нарушенный слой. Принимая во внимание наличие нарушенных слоев, напряженность поля E_f , действующая на сегнетоэлектрическую пленку, будет определяться следующим уравнением:

$$E_f = E - \frac{\delta}{d} \cdot E_d, \quad (6)$$

где

$$E_d = \frac{P_f}{\varepsilon_0 \varepsilon_\delta}. \quad (7)$$

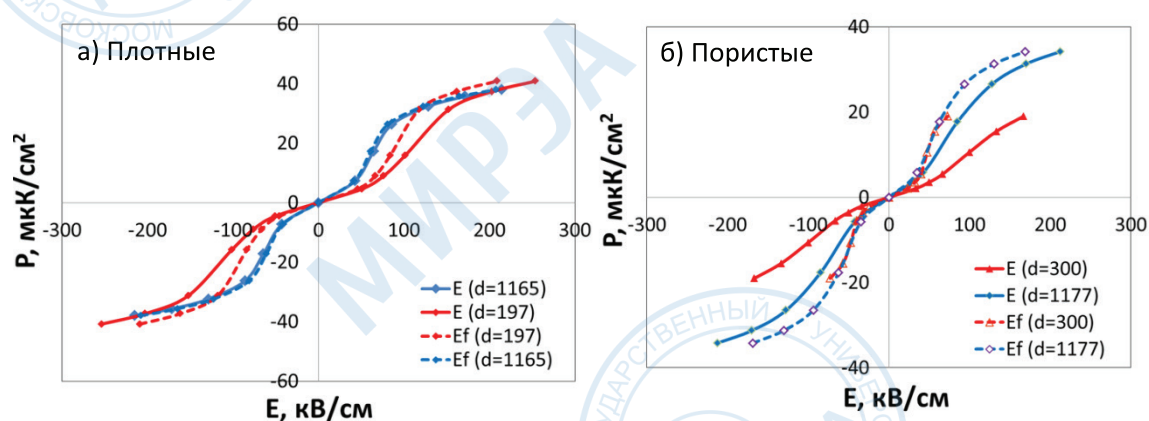


Рис. 4. Зависимости максимальной поляризации P_f петель гистерезиса от амплитуды прикладываемого поля без учета (сплошные линии) и с учетом (пунктирные линии) влияния нарушенных слоев для структур с плотными (а) и пористыми (б) пленками.

Поскольку максимальная поляризация петли слабо зависит от δ/d [2, 16], нами построены зависимости P_f от E_f , представленные на рис. 4 пунктирными линиями. При расчете использовали параметры нарушенного слоя, полученные методом нелинейной регрессии.

Как видно из рис. 4а, для структур с плотными пленками полученные пунктирные кривые сходятся при напряженности более 100 кВ/см, при меньшей напряженности сходимости нет, но кривые имеют одинаковый наклон. Для структур с пористыми пленками (рис. 4б) полученные кривые полностью совпадают.

Таким образом, поскольку полученные кривые зависимостей P_f от E_f для структур с разной толщиной сегнетоэлектрического слоя совпадают (либо имеют одинаковый наклон), косвенно подтверждается правомерность используемого метода моделирования и достоверность полученных значений толщин нарушенного слоя.

Выводы

Исследованы зависимости параметров сегнетоэлектрического гистерезиса и эквивалентной диэлектрической проницаемости МСМ-структур на основе плотных и пористых пленок ЦТС от толщины. Установлено, что остаточная поляризация, прямоугольность петель гистерезиса и малосигнальная диэлектрическая проницаемость структур с пористыми пленками существенно ниже, чем структур с плотными пленками. Значения основных диэлектрических характеристик исследуемых структур снижаются с уменьшением толщины сегнетоэлектрического слоя в связи с наличием нарушенных слоев с низкой диэлектрической проницаемостью на границах раздела сегнетоэлектрик–металл. Выполнено моделирование полученных зависимостей диэлектрической проницаемости с использованием модели последовательно включенных конденсаторов методами линейной и нелинейной регрессии. Оптимальным оказалось моделирование методом нелинейной регрессии. Полученные значения толщины нарушенных слоев и диэлектрической проницаемости объема сегнетоэлектрической пленки: $\delta \approx 1.2 \text{ \AA}$ и $\epsilon_b \approx 880$ для плотных и $\delta \approx 6 \text{ \AA}$ и $\epsilon_b \approx 660$ – для пористых пленок.

Литература:

1. Sakashita Y., Segawa H. Dependence of electrical properties on film thickness in $\text{Pb}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$ thin films produced by metalorganic chemical vapor deposition // J. Appl. Physics. 1993. V. 73. № 11. P. 7857–7863.
2. Tagantsev A.K., Landivar M., Colla E., Setter N. Identification of passive layer in ferroelectric thin films from their switching parameters // J. Appl. Physics. 1995. V. 78. № 4. P. 2623–2630.
3. Amanuma K., Mori T., Hase T., Sakuma T., Ochi A., Miyasaka, Y. Ferroelectric properties of sol-gel derived $\text{Pb}(\text{Zr}, \text{Ti})\text{O}_3$ thin films // Jpn. J. Appl. Physics. 1993. V. 32. № 1. P. 4150–4153.
4. Catalan G., Sinnamoni L.J., Gregg J.M. The effect of flexoelectricity on the dielectric properties of inhomogeneously strained ferroelectric thin films // J. Physics: Condensed Matter. 2004. V. 16. № 13. P. 2253–2264.
5. Chen B., Yang H., Zhao L., Duan X.F. Thickness and dielectric constant of dead layer in Pt/

(Ba_{0.7}Sr_{0.3})TiO₃/YBa₂Cu₃O_{7-x} capacitor // Appl. Phys. Lett. 2004. V. 84. № 4. P. 583–585.

6. Vendik O.G., Zubko S.P., Ter-Martirosyan L.T. Experimental evidence of the size effect in thin ferroelectric films // Appl. Phys. Lett. 1998. V. 73. № 1. P. 37–39.

7. Tyunina M., Levoska J. Application of the interface capacitance model to thin-film relaxors and ferroelectrics // Appl. Phys. Lett. 2006. V. 88. № 26. P. 262904–262904-3.

8. Gerra G., Tagantsev A.K., Setter N. Ionic polarizability of conductive metal oxides and critical thickness for ferroelectricity in BaTiO₃ // Phys. Review Lett. 2006. V. 96. № 10. P. 1076031–10760313.

9. Hwang C.S., Lee B.T. Depletion layer thickness and Schottky type carrier injection at the interface between Pt electrodes and (Ba, Sr)TiO₃ thin films // J. Appl. Physics. 1999. V. 85. № 1. P. 287–295.

10. Kaleli B., Nguyen M.D., Schmitz J., Wolters R.A.M., Hueting R.J.E. Analysis of thin-film PZT/LNO stacks on an encapsulated TiN electrode // Microelectronic Engineering. 2014. V. 119. P. 16–19.

11. Majdoub M.S., Maranganti R., Sharma P. Understanding the origins of the intrinsic dead layer effect in nanocapacitors // Phys. Rev. B. 2009. V. 79. № 11. P. 115412.

12. Chang L.W., McMillen M., Morrison F.D., Scott J.F., Gregg, J.M. Size effects on thin film ferroelectrics: Experiments on isolated single crystal sheets // Appl. Phys. Lett. 2008. V. 93. № 13. P. 132904-3.

13. Котова Н.М., Подгорный Ю.В., Серегин Д.С., Воротилов К.А., Сигов А.С. Влияние методики приготовления пленкообразующих растворов на электрофизические свойства сегнетоэлектрических пленок ЦТС // Нано- и микросистемная техника. 2010. № 10. С. 11–16.

14. Серегин Д.С., Воротилов К.А., Сигов А.С., Зубкова Е.Н., Абдуллаев Д.А., Котова Н.М., Вишневский А.С. Формирование и свойства пористых пленок цирконата-титаната свинца // Физика твердого тела. 2015. Т. 57. № 3. С. 487–490.

15. Подгорный Ю.В., Акыев С.А., Воротилов К.А. Формализация петель гистерезиса сегнетоэлектрических материалов // «INTERMATIC–2010»: Материалы VII Междунар. науч.-техн. конф., 23–27 ноября 2010 г., Москва. М.: МИРЭА, 2010. С. 60–68.

16. Tagantsev A.K., Gerra G. Interface-induced phenomena in polarization response of ferroelectric thin films // J. Appl. Physics. 2006. V. 100. № 5. P. 051607-1-28.

17. Подгорный Ю.В., Воротилов К.А., Лавров П.П., Сигов А.С. Вольт-амперные характеристики пористых пленок ЦТС // Нано- и микросистемная техника. 2014. № 9. С. 3–12.

18. Dawber M., Scott J.F. Negative differential resistivity and positive temperature coefficient of resistivity effect in the diffusion-limited current of ferroelectric thin-film capacitors // J. Physics: Condensed Matter. 2004. V. 16. № 49. P. L515–L521.

УДК: 536.4

ТЕПЛОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕРАГЕРЦОВОГО
КВАНТОВОГО-КАСКАДНОГО ЛАЗЕРА НА ОСНОВЕ
НАНОГЕТЕРОСТРУКТУРЫ GaAs/AlGaAs

И.А. Глинский[@], заведующий лабораторией, аспирант

Н.В. Зенченко, инженер 1 категории

П.П. Мальцев, д.т.н., профессор

*Кафедра нанoeлектроники Физико-технологического института МИРЭА,
Московский технологический университет (МИРЭА), Москва, 119454 Россия*

[@]Автор для переписки, e-mail: glinskiy.igor@yandex.ru

В работе проведено моделирование тепловых процессов терагерцового квантово-каскадного лазера (ТГц-ККЛ) на основе наногетероструктуры GaAs/AlGaAs с двойным металлическим волноводом методом конечных элементов в условиях постоянного и импульсного режимов питания. Получено распределение температуры в ТГц-ККЛ. Проведено моделирование ТГц-ККЛ с термокомпрессионным соединением наногетероструктуры и подложки на основе In–Au, Au–Au и Cu–Cu. Получена зависимость максимальной температуры от ширины активной области ТГц-ККЛ. Исследованы температурные режимы лазера в зависимости от параметров импульсного режима питания.

Ключевые слова: источник ТГц-излучения, терагерцовый квантово-каскадный лазер, двойной металлический волновод, тепловое моделирование, метод конечных элементов, тепловое распределение.

THERMAL MODELLING OF TERAHERTZ
QUANTUM-CASCADE LASER BASED ON
NANOHETEROSTRUCTURES GaAs/AlGaAs

I.A. Glinskiy[@],

N.V. Zenchenko,

P.P. Maltsev

Moscow Technological University (MIREA), Moscow, 119454 Russia

[@]Corresponding author e-mail: glinskiy.igor@yandex.ru

This work presents the result of a simulation of thermal processes in a terahertz quantum cascade laser (THz QCL) based on GaAs/AlGaAs nanoheterostructure with a bimetal waveguide. A simplified model of THz QCL was built. Model simplifications of THz QCL were justified. The temperature distribution and maximum temperature values in the active

region were obtained for different duty cycles and for various active region sizes with proportional heat generation change. Different types of bonding of the active region and substrate were simulated. According to the results a conclusion about the optimal duty cycle and frequency for the pulse mode were formulated. The time-to-stationary mode for different pulse width was calculated. The maximum temperature gradient in THz QCL was calculated.

Keywords: THz source, terahertz quantum-cascade laser, bimetal waveguide, thermal modelling, finite elements method, heat distribution.

Введение

Терагерцовое излучение уже много лет привлекает внимание исследователей благодаря его способности проникать через большинство диэлектрических материалов, что в определенной степени подобно свойствам рентгеновского излучения. При этом оно безвредно для человека. Указанное обстоятельство открывает широчайшие возможности для его применения в медицинской диагностике, системах безопасности, экологического мониторинга, контроля качества и других областях науки и техники.

С развитием полупроводниковых технологий стало возможным создание перспективного источника терагерцового излучения – квантово-каскадного лазера терагерцового диапазона частот (ТГц-ККЛ).

Принцип действия ТГц-ККЛ основан на излучении квантов света при переходах электронов между уровнями внутри зоны проводимости. Работа ТГц-ККЛ сопровождается большим тепловыделением в активной части устройства, вследствие чего максимальные значения выходной мощности достигаются только при пониженных температурах. Данная проблема ограничивает массовое применение ТГц-ККЛ и стимулирует проведение многочисленных исследований с целью увеличения рабочих температур ТГц-ККЛ.

Первый ТГц-ККЛ работал до температуры 50 К и только в импульсном режиме [1, 2]. Он был основан на сверхрешетке с постепенно изменяющимся периодом [3, 4]. Это позволило получить инверсию населенности для межподзонных переходов с энергией квантов меньше, чем энергия оптического фонона при запрете рассеяния на оптическом фоне при низких температурах. Наибольшие успехи были достигнуты с использованием структур, содержащих в активной зоне две квантовые ямы, с инверсией населенности, основанной на резонансном испускании продольного оптического фонона, что позволяет селективно уменьшать населенность нижнего уровня [5]. Кроме того, использование волновода с металлом по обеим сторонам активной части структуры позволило обеспечить высокое модовое ограничение и получить резонатор с малыми потерями для ТГц-ККЛ. Была также увеличена туннельная прозрачность между состояниями инжектора и верхним излучающим состоянием. Вместе эти достижения позволили получить генерацию лазерного излучения при более высокой температуре. В диапазоне частот 3–4.5 ТГц достигнутая величина выходной мощности превысила 100 мВт, а рабочие температуры достигли 160 К в импульсном и 100 К – в непрерывном режимах [6].

В работе [7] продемонстрирован ТГц-ККЛ, работающий в импульсном режиме с частотой излучения 3.9 ТГц и рабочей температурой 186 К. Значение рабочей температуры достигается за счет увеличения диагональности дизайна данных структур, соответственно, увеличивается время жизни на верхнем рабочем уровне и, как следствие, инверсная

населенность на рабочем переходе. Известен ТГц-ККЛ с частотой излучения 3.22 ТГц, мощностью излучения 80 мкВт и рабочей температурой 199.5 К [8]. Такое значение рабочей температуры лазера является рекордным на сегодняшний день для ТГц-ККЛ без магнитного поля.

Одним из методов исследования тепловых свойств ТГц-ККЛ является моделирование тепловых процессов в устройстве методом конечных элементов. Так, тепловое моделирование ТГц-ККЛ и результаты расчетов [9] показали высокую степень совпадения с экспериментально измеренными значениями температуры. Показано [9–11], что тепловые свойства ТГц-ККЛ существенно зависят от качества термокомпрессионного соединения активного региона лазера с токопроводящей подложкой, а также от используемых материалов волновода.

Целью настоящей работы является оценка тепловых свойств GaAs/AlGaAs ТГц-ККЛ на основе GaAs/AlGaAs с использованием моделирования методом конечных элементов для определения оптимальных режимов его охлаждения и питания.

1. Постановка задачи

Основными материалами, которые применяются или считаются перспективными для создания ТГц-ККЛ, являются GaAs/AlGaAs, GaN/AlGaN, GaInAs/AlInGaAs/InP, Si/SiGe, ZnO/ZnMgO, однако чаще всего используют GaAs/AlGaAs [12].

Существует несколько разновидностей волноводов ТГц-ККЛ. Обычно используют двойные металлические (М–М, из золота или меди) и полуизолирующие поверхностные плазмонные (SI–SP) волноводы [12]. На сегодня М–М-волноводы показывают более высокие рабочие температуры. С точки зрения рабочих температур, чем шире активная область, тем больше значение тепловыделения при одинаковой плотности мощности. Поэтому рекордные значения рабочих температур получают при наименьшей ширине активного региона, вплоть до 25 мкм. В то же время ширина активной области практически не влияет на усиление лазера в случае М–М-волновода [13].

На рис. 1 приведена упрощенная структура выбранного для исследования GaAs/AlGaAs ТГц-ККЛ с М–М-волноводом.

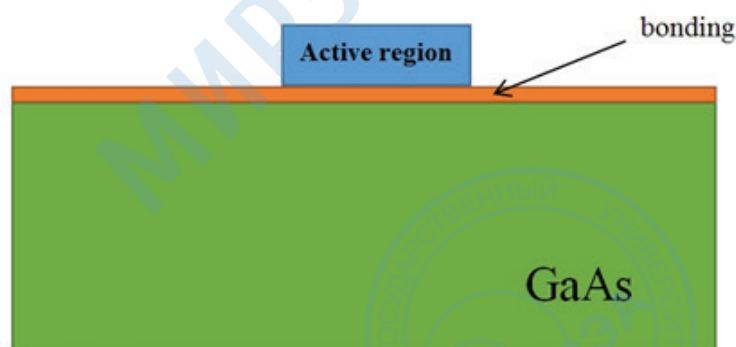


Рис. 1. Структура моделируемого ТГц-ККЛ с М–М-волноводом.

Материал подложки ККЛ – $n^+\text{GaAs}$, а активная область представляет собой многослойную наногетероструктуру, основу которой составляет $\text{Al}_{0,15}\text{Ga}_{0,85}\text{As}$. Неоднородностью наногетероструктуры можно пренебречь, так как разница в теплопроводности ее слоев минимальна и не повлияет на конечный результат. Верхний слой металлизации также целесообразно не учитывать ввиду небольшой толщины слоя и, как следствие, малого его влияния на тепловые свойства лазерной структуры.

Для термокомпрессионного соединения («bonding») активного региона лазера с токопроводящей подложкой применяют сплавы In–Au, Au–Au и Cu–Cu. Наиболее перспективным является использование Cu в качестве материала для соединения. Например, в [14] показано, что в случае использования *Cu–Cu-bonding* потери в волноводе существенно меньше. Кроме того, значение теплопроводности Cu превышает значение и In, и Au (рис. 2).

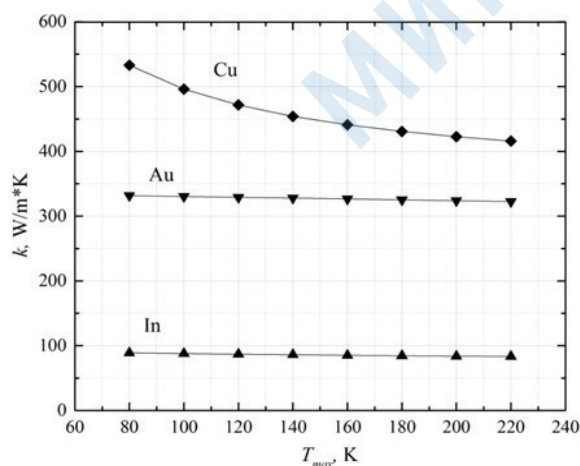


Рис. 2. Теплопроводность In, Au и Cu в зависимости от температуры.

Исследования процессов разогрева лазерной структуры показали возможность контролировать перестройку частоты квантово-каскадных лазеров с помощью температуры. Основная причина перестройки частоты – это изменение эффективного показателя преломления лазерной структуры. Температурная перестройка ККЛ среднего ИК-диапазона за счет изменения эффективного показателя преломления составляет $\sim 10\text{--}20 \text{ см}^{-1}$ [15, 16], причем ее величина ограничена верхней рабочей температурой лазера. Однако температурная перестройка ТГц-лазеров доступна лишь в узком диапазоне частот из-за низких рабочих температур. Разогрев за время импульса генерации также вносит вклад в перестройку частоты лазера. Питание ТГц-ККЛ в импульсном режиме позволит влиять на значения рабочих температур и тем самым осуществлять перестройку частоты ТГц-ККЛ. В то же время в ряде работ отмечено, что влияние смещения частоты в ИК-ККЛ отличается от процессов в ТГц-ККЛ. Поэтому исследование таких процессов в широком температурном диапазоне работы лазера, приводящих к перестройке частоты генерации, остаются актуальными.

Моделирование ТГц-ККЛ на основе GaAs/AlGaAs проведено с целью получения распределения температуры и вычисления максимального нагрева активной области ККЛ в зависимости от ширины активной области и материала термокомпрессионного соединения. Поставлена задача определить оптимальную длительность импульсов и скважность

в импульсном режиме работы для контроля градиента значения температуры.

Расчеты проводили методом конечных элементов – численным методом решения дифференциальных уравнений с частными производными. Его идея заключается в том, что любую непрерывную величину можно аппроксимировать дискретной моделью, которая строится на множестве кусочно-непрерывных функций, определенных на конечном числе подобластей, или конечных элементов [17–19].

2. Моделирование ТГц-ККЛ

Стационарное моделирование. Основными параметрами для расчета тепловых процессов являются теплопроводность, теплоемкость и плотность материалов. Использованы данные по свойствам материалов, приведенные в работах [9, 20–22]. Данные представлены в табл. 1.

Таблица 1. Свойства материалов ТГц-ККЛ

Материал	Удельная теплопроводность, Вт/м·К	Плотность, кг/м ³	Удельная теплоемкость, Дж·кг/°С
Al _{0.15} Ga _{0.85} As	$9.6T^{0.14}$	5290	310
GaAs	$74500T^{-1.30}$	5320	330
Cu	$349 + 14710/T$	8960	385
In	$93.9 - 6.96 \times 10^{-2}T + 9.86 \times 10^{-5}T^2$	7310	233
Au	$337 - T/15.15$	19300	128

Термокомпрессионное соединение на основе In–Au обладает большим количеством дефектов и полостей по сравнению с соединением на основе Au–Au и Cu–Cu. Поэтому теплопроводность сплава существенно меньше тех же значений для чистых материалов. Данный технологический аспект учтен нами при расчетах.

Длина лазерной структуры 1.6 мм. Размеры активной области ККЛ 100×10 мкм, размеры подложки – 500×350 мкм. Между активной областью и подложкой находится термокомпрессионное соединение толщиной 3 мкм.

Температура на нижней поверхности токопроводящей подложки GaAs задана как постоянная величина и составляет 100 К, что соответствует использованию для охлаждения лазерной структуры криостата замкнутого цикла. Конвекция при расчетах не учитывалась, поскольку площадь поверхности ТГц-ККЛ пренебрежимо мала.

Источником тепла является активный регион ТГц-ККЛ. Удельное тепловыделение рассчитано, исходя из значения выделяемой мощности 12 Вт аналогичного ТГц-ККЛ [23] и составляет 7.55×10^{12} Вт/м³.

В результате моделирования ТГц-ККЛ с разными вариантами термокомпрессионного соединения выявлено, что более высокой эффективностью теплопереноса обладают соединения на основе Au–Au и Cu–Cu. Температура в случае In–Au достигала значения 186 К, для Au–Au 177 К и для Cu–Cu 176 К, соответственно. На рис. 3 представлено распределение температуры в ТГц-ККЛ с термокомпрессионным соединением на основе In–Au.

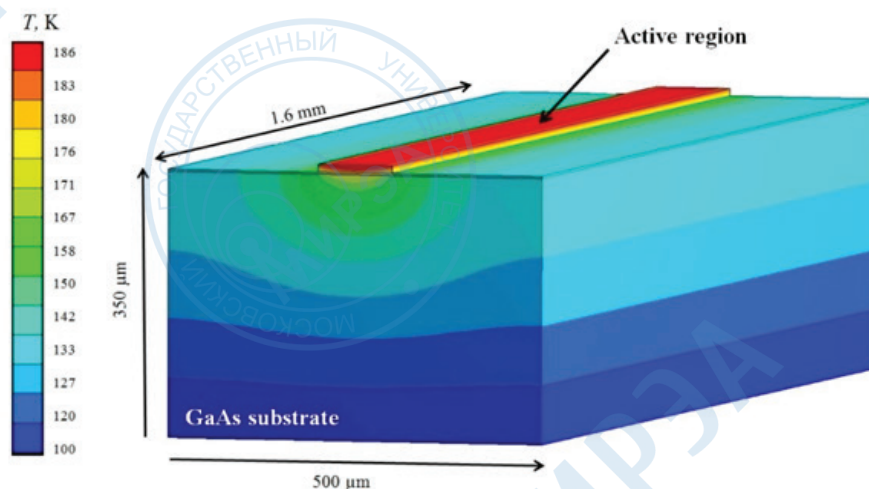


Рис. 3. Распределение температуры в ТГц-ККЛ.

На рис. 4 продемонстрирована зависимость максимальной температуры в ТГц-ККЛ от ширины активной зоны при постоянной плотности мощности.

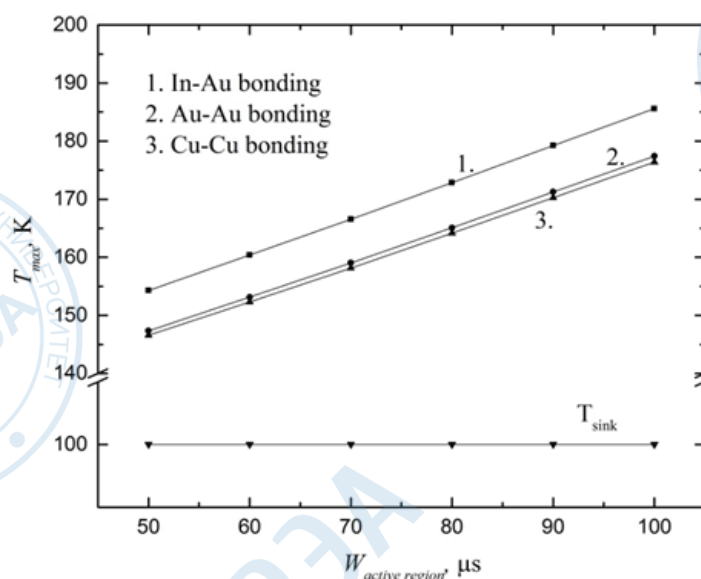


Рис. 4. Зависимость максимальной температуры в ТГц-ККЛ от ширины активной зоны при постоянной плотности мощности.

Как показал расчет, максимальная температура при увеличении ширины активной зоны при постоянной плотности мощности возрастает линейно.

Нестационарное моделирование. Один из возможных способов перестройки частоты ТГц-ККЛ является изменение его рабочей температуры, которую, в свою очередь, можно определять варьированием параметров импульсного питания. Кроме того, одна из особенностей работы с ТГц-ККЛ заключается в том, что наибольшая мощность излучения достигается при охлаждении лазерной структуры до гелиевых температур. Для охлаждения лазеров применяют различные криостаты замкнутого цикла. Мощность охла-

дения криостатов при гелиевых температурах составляет десятки долей Вт. Например, самая мощная установка компании Advanced Research Systems обеспечивает охлаждение на уровне 0.8 Вт при $T = 4.2$ К [24]. Характерная мгновенная рассеиваемая мощность лазерной структуры – несколько ватт [11]. Поэтому применение криостатов для охлаждения лазеров до $T = 4.2$ К возможно только при работе в импульсном режиме и выборе соответствующий длительности и скважности импульсов, чтобы средняя рассеиваемая лазерной структурой мощность не превышала мощность охлаждения используемого криостата замкнутого цикла.

Проведено моделирование работы ТГц-ККЛ в импульсном режиме с различными длительностями импульсов и скважностями. Расчет проводили для частот в диапазоне 10–100 кГц. Отметим, что за время 2 мс моделируемый ТГц-ККЛ при частоте 10–100 кГц выходит на стационарный режим работы, и при дальнейшей работе значения максимальной температуры остаются неизменными. Выход температуры на постоянные значения продемонстрирован на рис. 5.

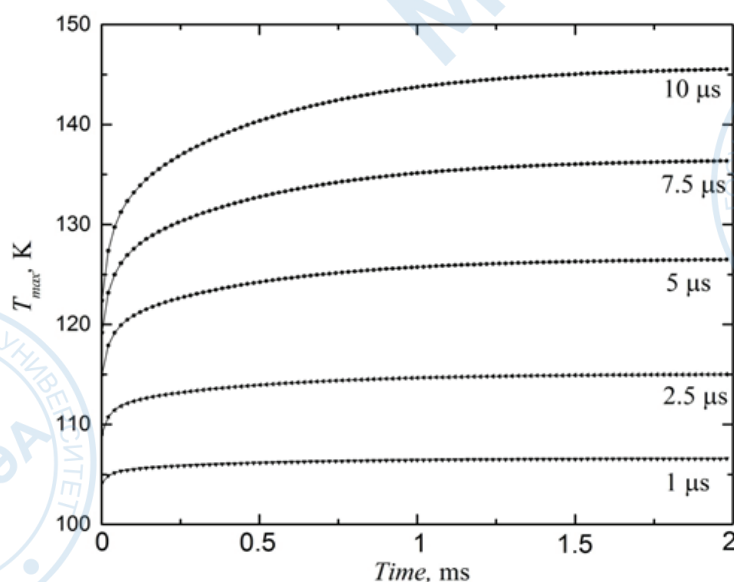


Рис. 5. Зависимость максимальной температуры от времени работы при частоте 50 кГц и разных длительностях импульса.

На рис. 6 представлена зависимость максимальной температуры в активной области от частоты при разных скважностях.

Из приведенных на рис. 6 зависимостей очевидно, что при высокой скважности (99%) изменение частоты практически не влияет на разогрев активной области, так как даже в случае низких частот промежутки между импульсами слишком большой и активная область успевает остывать. При меньшей скважности максимальная температура существенно увеличивается при питании ТГц-ККЛ на низких частотах.

Заключение

Выполнено моделирование тепловых процессов ТГц-ККЛ на основе наногетероструктуры GaAs/AlGaAs с двойным металлическим волноводом методом конечных элементов в условиях постоянного и импульсного режимов питания.

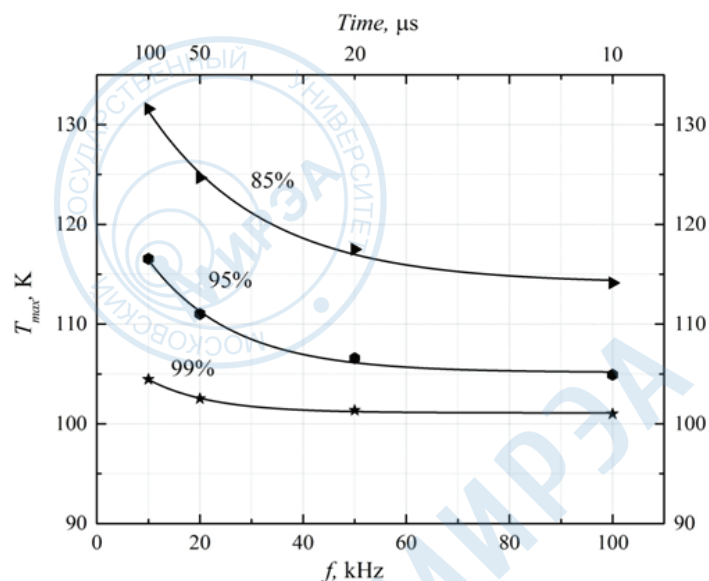


Рис. 6. Зависимость максимальной температуры от частоты при разной скважности.

Рассчитаны варианты модели ТГц-ККЛ с термокомпрессионным соединением наногетероструктуры с подложкой на основе In–Au, Au–Au и Cu–Cu. Получено распределение температуры в ТГц-ККЛ. Установлено, что более высокой эффективностью теплопереноса обладают соединения на основе Au–Au и Cu–Cu. Градиент температур между соединением на основе In–Au и Cu–Cu составил 10 К. Использование термокомпрессионного соединения наногетероструктуры с подложкой на основе Cu–Cu является наиболее перспективным.

Получена зависимость максимальной температуры от ширины активной области ТГц-ККЛ. Максимальная температура возрастает линейно при увеличении ширины активного региона лазера при постоянной плотности мощности. Изготовление ТГц-ККЛ с М–М-волноводом с меньшей шириной активного региона позволит добиться повышения его рабочих температур.

Исследованы температурные режимы ТГц-ККЛ в зависимости от параметров импульсного режима питания, которые позволяют определить оптимальный импульсный режим питания под конкретную систему охлаждения, необходимый градиент температуры в структуре лазера и тем самым влиять на смещение частоты.

Литература:

1. Kohler R., Tredicucci A., Beltram F., Beere H.E. Terahertz semiconductor-heterostructure laser // Nature. 2002. № 417. P. 156–159.
2. Rochat M., Ajili L., Willenberg H., Faist J., Beere H., Davies G., Linfield E., Ritchie D. Low-threshold terahertz quantum-cascade lasers // Appl. Phys. Lett. 2002. V. 81. P. 1381–1383.
3. Tredicucci A., Capasso F., Gmachl C., Sivco D.L., Hutchinson A.L., Cho A.Y. High performance interminiband quantum cascade lasers with graded superlattices // Appl. Phys. Lett. 1998. V. 73. P. 2101–2103.

4. Wanke M., Capasso F., Gmachl C., Tredicucci A. Injectorless quantum-cascade lasers // Appl. Phys. Lett. 2001. V. 78. P. 3950–3952.
5. Williams B.S., Callebaut H., Kumar S., Hu Q. 3.4-THz quantum cascade laser based on longitudinal-optical-phonon scattering for depopulation // Appl. Phys. Lett. 2003. V. 82. P. 1015–1017.
6. Williams B.S. Terahertz quantum-cascade lasers // Nature Photonics. 2007. № 1. P. 517–525.
7. Kumar S., Hu Q., Reno J.L. 186 K operation of terahertz quantum-cascade lasers based on a diagonal design // Appl. Phys. Lett. 2009. № 9. P. 131105.
8. Fatholouloumi S., Dupont E., Chan C.W.I., Wasilewski Z.R., Laframboise S.R., Ban D., Matyas A., Jirauschek C., Hu Q., Liu H.C. Terahertz quantum cascade lasers operating up to ~200 K with optimized oscillator strength and improved injection tunneling // Optics Express. 2012. V. 20 (4). P. 3866–3876.
9. Evans C.A., Indjin D., Ikonik Z., Harrison P., Vitiello M.S., Spagnolo V., Scamarcio G. Thermal modeling of terahertz quantum-cascade lasers: Comparison of optical waveguides // IEEE J. Quantum Electronics. 2008. V. 44. № 7. P. 680–685.
10. Kumar S., Williams B.S., Kohen S., Hu Q., Reno J.L. Continuous-wave operation of terahertz quantum-cascade lasers above liquid-nitrogen temperature // Appl. Phys. Lett. 2004. V. 84. P. 2494–2496.
11. Williams B.S., Kumar S., Hu Q., Reno J.L. Operation of terahertz quantum-cascade lasers at 164 K in pulsed mode and at 117 K in continuous-wave mode // Optics Express. 2005. V. 13. № 9. P. 3331–3339.
12. Гареев Г.З., Лучинин В.В. Терагерцовые системы и технологии (обзор современного состояния). СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2015. 228 с.
13. Kohen S., Williams B.S., Hu Q. Electromagnetic modeling of terahertz quantum cascade laser waveguides and resonators // J. Appl. Phys. 2005. № 97. P. 053106.
14. Belkin M.A., Fan J.A., Hormoz S., Capasso F., Khanna S.P., Lachab M., Davies A.G., Linfield E.H. Terahertz quantum cascade lasers with copper metal-metal waveguides operating up to 178 K // Optics Express. 2008. V. 16. № 5. P. 3242–3248.
15. Hugl A., Maulini R., Faist J. External cavity quantum cascade laser // Semiconductor Science and Technology. 2010. № 25. P. 083001.
16. Wittmann A., Bonetti Y., Fischer M., Faist J., Blaser S., Gini E. Distributed-feedback quantum-cascade lasers at 9 μm operating in continuous wave up to 423 K // IEEE Photonics Technol. Lett. 2009. V. 21. № 12. P. 814–816.
17. Glinskii I.A., Zenchenko N.V. Computer simulation of the heat distribution element for high-power microwave transistors // Russian Microelectronics. 2015. V. 44. № 4. P. 236–240.
18. Глинский И.А., Рубан О.А., Алёшин А.Н., Зенченко Н.В., Мельников А.А. Расчет тепловых режимов НЕМТ-транзисторов на основе гетероструктуры AlGaIn/GaN // Нано- и микросистемная техника. 2014. № 11. С. 43–48.
19. Зенченко Н.В., Рубан О.А., Алёшин А.Н., Глинский И.А., Мельников А.А. Моделирование нестационарных тепловых режимов НЕМТ-транзистора // Нано- и микросистемная техника. 2014. № 12. С. 3–6.
20. Blakemore J.S. Semiconducting and other major properties of gallium arsenide // J. Appl. Phys. 1982. V. 53. № 10. P. R123–R181.

21. Cetas T.C., Swenson C.A., Tilfor C.R. // Phys. Rev. Ser. 2. 1968. V. 174. P. 835.
22. Carlson R.O., Slack G.A., Silverman S.J. Thermal conductivity of GaAs and GaAsI-zPz laser semiconductors // J. Appl. Phys. 1965. V. 36. № 2. P. 505–507.
23. Williams B.S., Kumar S., Hu Q., Reno J.L. High-power terahertz quantum-cascade lasers // Electronics Letters. 2006. V. 42. № 2. P. 89–91.
24. http://www.trlsys.ru/products_cryo_closed.shtml.

УДК: 621.311.6:001.891.5

СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОСХЕМ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С НАКАЧКОЙ ЗАРЯДА

В.К. Битюков[@], д.т.н., заведующий кафедрой, профессор

А.А. Иванов, аспирант

А.В. Миронов, аспирант

Н.Г. Михневич, заведующий лабораторией

В.С. Перфильев, магистрант

В.А. Петров, д.т.н., профессор

Кафедра теоретической радиотехники и радиофизики

Московский технологический университет (МИРЭА), Москва, 119454 Россия

[@]Автор для переписки, e-mail: bitukov@mirea.ru

Создан автоматизированный стенд для изучения характеристик микросхем различных видов мобильных источников стабилизированного вторичного электропитания с накачкой заряда, получающих энергию от батарей. Стенд имеет модульную структуру, включающую, помимо исследуемого модуля накачки заряда, также модули питания, управления, нагрузки, индикации и модуль USB для связи с компьютером. Стенд позволяет путем замены лишь одной маленькой измерительной платы проводить исследования микросхем различных типов. Управляющий модуль построен на базе микроконтроллера PIC18F2550. В состав автоматизированного измерительного комплекса входят мультиметр и осциллограф. Исследуемыми параметрами являются нагрузочные и регулировочные характеристики, формы пульсаций выходного напряжения, реакция микросхем на ступенчатое отключение нагрузки. Одной из важнейших целей исследований является изучение алгоритмов работы микросхем накачки заряда. Разработана программа управления стендом путем создания его виртуальной передней панели, что вместе с виртуальной панелью осциллографа и имеющимся программным обеспечением мультиметра позволяет управлять режимами работы оборудования и проведением измерений дистанционно при удаленном доступе по сети Интернет. С помощью созданного стенда получены новые экспериментальные данные для микросхемы MAX1759 по всем указанным выше характеристикам и впервые изучен алгоритм работы этой микросхемы в режиме понижения напряжения.

Ключевые слова: стенд, микросхема, характеристики, алгоритм работы, накачки заряда, программа управления, виртуальная панель.

TEST BENCH FOR STUDYING CHARACTERISTICS OF INTEGRATED CIRCUIT CHIPS OF SECONDARY REGULATED CHARGE PUMP POWER SUPPLY

V.K. Bitukov[@],
A. A. Ivanov,
A. V. Mironov,
N. G. Mikhnevich,
V.S. Perfiliev,
V. A. Petrov

Moscow Technological University (MIREA), Moscow, 119454 Russia
@Corresponding author e-mail: bitukov@mirea.ru

An automated test bench for the study of the characteristics of various kinds of chips of mobile sources of regulated charge pump secondary power supply receiving energy from batteries was created. Having a modular structure, the test bench includes, in addition to the test charge pump module, power supply, control, load, display modules, and a USB module for connection with a computer. The test bench enables carrying out research of various types of chips by changing only one small measuring board. The control module is based on PIC18F2550 microcontroller. The automated measuring system consists of a multimeter and oscilloscope. The investigated characteristics are output voltage as a function of load current, output voltage as a function of supply voltage, the forms of the output voltage ripple, the response of chips to a stepped load transition. One of the major goals of the research is to study algorithms of the charge pump circuits. A program for controlling the test bench by creating a virtual front panel was developed. Together with a virtual panel of the oscilloscope and available multimeter software this allows controlling the equipment operating parameters and making measurements remotely over the Internet. Using the created test bench new experimental data on all of the above characteristics for MAX1759 chip were obtained, and an algorithm of this chip in the buck mode operation was studied for the first time.

Keywords: test bench, integrated circuit chip, characteristics, algorithm, charge pump, control program, virtual panel.

Введение

Источники вторичного электропитания на базе интегральных DC–DC преобразователей с накачкой заряда находят все более широкое применение в качестве мобильных источников вторичного электропитания в устройствах небольшой мощности, к которым предъявляются высокие требования по величине КПД, малым габаритам и низкой стоимости. Микросхемы для таких источников питания выпускаются ведущими зарубежными производителями электронных компонентов. Однако литературы по принципам построения и схемным решениям таких преобразователей мало, а имеющиеся публикации не охватывают все типы преобразователей. Особенно малочисленны сведения по микросхемам, позволяющим получить стабилизированное напряжение и в режиме повышения напряжения батареи, и в режиме его понижения. Количество таких микросхем

крайне ограничено. К их числу относятся микросхемы MCP1252/3 компании Microchip Technology, микросхема MAX1759 компании Maxim Integrated и микросхема LTC3245 компании Linear Technology [1–3]. К сожалению, приводимые в описаниях этих микросхем основные технические характеристики и параметры являются далеко не полными и охватывают не все области их применения, а упрощенные блок-схемы не дают информации об алгоритме их работы. Например, для микросхемы MCP1252/3 зависимость выходного напряжения от входного дана лишь для одного значения выходного напряжения, равного 3 В, хотя микросхема позволяет регулировать выходное напряжение в диапазоне от 1.5 до 5.5 В, причем эта зависимость дана для лишь для микросхемы MCP1252, имеющей тактовую частоту переключения 650 кГц, а для аналогичной микросхемы MCP1253, имеющей частоту переключения 1 МГц, данных не приводится вообще. Аналогичная ситуация имеет место с другими характеристиками, например, с КПД, реакцией на ступенчатое изменение нагрузки, пульсациями выходного напряжения.

В периодической литературе сведения по методам исследований и результатам изучения всего комплекса характеристик DC–DC преобразователей с накачкой заряда отсутствуют.

Все выше сказанное обуславливает потребность в экспериментальном определении полного объема характеристик микросхем DC–DC преобразователей с накачкой заряда и выяснении алгоритма их работы.

В связи с необходимостью получения большого количества экспериментальной информации для проведения исследований предстояло создать аппаратуру, позволяющую получать входные напряжения в нужном диапазоне, изменять сопротивление нагрузки для получения токов до 100 мА в различных режимах и обеспечить возможность быстрого ступенчатого изменения сопротивления нагрузки. Такие исследования можно провести только на автоматизированном стенде с использованием современной измерительной техники. Поэтому первой и важнейшей задачей явилась разработка метода таких исследований и создание аппаратуры для его реализации.

Экспериментальный стенд и измерительная аппаратура

Структурная схема созданного стенда вместе с измерительным оборудованием показана на рис. 1 [4–6]. В стенде, кроме самого устройства накачки заряда, предусмотрена возможность регулировки и измерения входных и выходных параметров, наличие индикации, обеспечение его связи с компьютером. В нем реализован модульный принцип конструирования. В составе стенда имеется несколько модулей, находящихся в одном корпусе: модуль питания, модуль управления, входной модуль, модуль накачки заряда, модуль нагрузки и модуль USB. Кроме созданного стенда, в составе лабораторного комплекса имеется измерительное оборудование, включающее мультиметр 34405A фирмы Agilent Technologies и осциллограф GDS-72202 компании GW instek. Мультиметр, осциллограф и модуль управления стендом находятся под управлением компьютера типа IBM PC.

Подключаемый к сети модуль питания обеспечивает стабилизированным напряжением +5 В модуль управления, модуль индикации, модуль накачки заряда, модуль USB и осуществляет подачу переменного напряжения 9 В частотой 50 Гц на входной модуль. Входной модуль предназначен для регулировки входного напряжения модуля накачки заряда. Входной модуль реализован на интегральной микросхеме LM317, являющейся

регулируемым компенсационным стабилизатором с непрерывным регулированием. Установка выходного напряжения модуля накачки заряда осуществляется модулем управления в диапазоне от +2.5 до +5.5 В, при этом отображается положение цифрового переключателя на линейном светодиодном индикаторе. Точное значение выходного напряжения измеряется мультиметром.

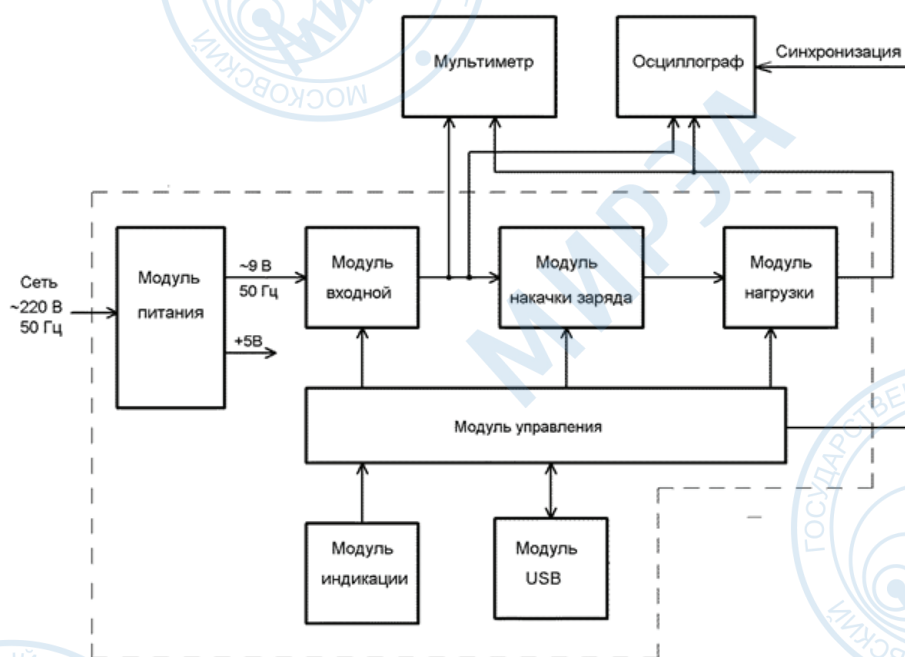


Рис. 1. Структурная схема экспериментального стенда.

Модуль нагрузки выполнен на резистивной матрице R–2R, коммутируемой MOSFET транзисторами, при этом номер нагрузочного резистора отображается на цифровом светодиодном индикаторе. Матрица включает в себя 4 резистора ($R = 100 \text{ Ом}$), что позволяет получить 16 значений сопротивления нагрузки в диапазоне от 53 до 800 Ом.

Модуль управления выполнен на микроконтроллере PIC18F2550, который осуществляет управление основными модулями стенда и контроль их состояния, а также обеспечивает взаимодействие через модуль USB с компьютером. Для регистрации переходного процесса на выходе модуля накачки заряда при установке режима динамической нагрузки микроконтроллер осуществляет коммутацию нагрузочного резистора путем отключения и включения в цепь нагрузки резистора сопротивлением 60 Ом и формирование синхросигнала запуска осциллографа в виде прямоугольных импульсов амплитудой 5 В и длительностью около 30 мкс.

Принципиальная схема модуля накачки заряда приведена на рис. 2. Основой модуля накачки заряда является исследуемая микросхема. Такой была микросхема MAX1759, ставшая первым объектом исследований в настоящей работе. Для построения DC–DC преобразователя эта микросхема требует подключения всего трех внешних конденсаторов C1, C2 и C3. Частота переключения конденсатора накачки заряда C2 может составлять от 1.2 до 1.8 МГц. В этой связи для обеспечения приемлемого переходного процесса,

получения минимальных пульсаций выходного напряжения и обеспечения максимально-го тока нагрузки для входного и выходного конденсаторов C1 и C3 применены керамические SMD конденсаторы емкостью 10 мкФ, а керамический конденсатор накачки C2 имеет емкость 0.33 мкФ с эквивалентным последовательным сопротивлением $R_{ESR} < 0.02 \text{ Ом}$.

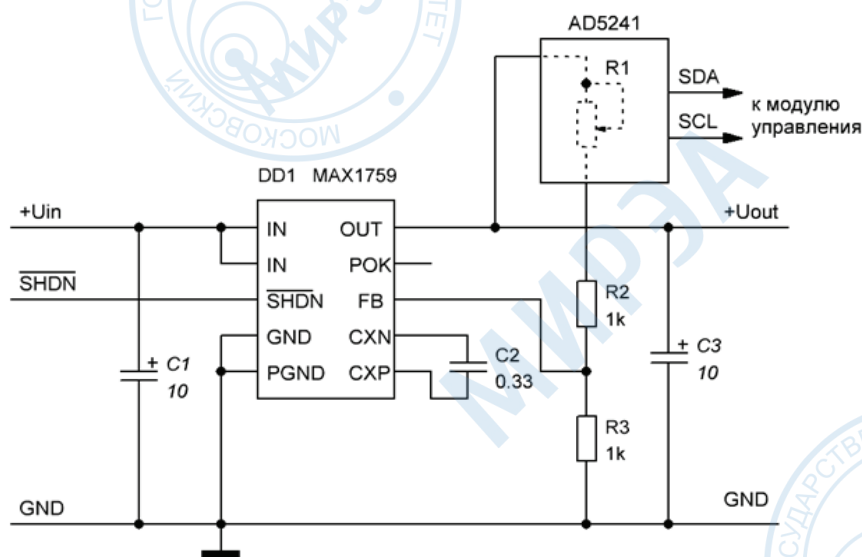


Рис. 2. Схема модуля накачки заряда.

Выходное напряжение устанавливается с помощью резистивного делителя, образованного резисторами R1, R2 и R3, включенными между выходом OUT и входом обратной связи FB. Резистор R1 реализован с помощью цифрового потенциометра AD5241 величиной 100 кОм и имеет 256 позиций, что позволяет устанавливать выходное стабилизированное напряжение на выходе модуля с шагом 0.11 В в диапазоне от 2.5 до 5.3 В. Установка позиции выходного цифрового потенциометра осуществляется модулем управления по двухпроводному интерфейсу I2C (SDA, SCL).

Кроме основного режима, в модуле накачки заряда предусмотрен режим ожидания, при котором выход OUT микросхемы MAX1759 переводится в высокоимпедансное состояние, а потребляемый микросхемой ток падает до 1 мкА, что ниже, чем ток саморазряда большинства химических источников тока. Перевод модуля в режим ожидания осуществляется подачей низкого напряжения (лог. «0») с модуля управления на вход SHDN микросхемы, что позволяет полностью отсоединить нагрузку от источника и тем самым продлить срок службы батареи. Эта функция может использоваться в распределенных системах питания с цифровым управлением.

Как отмечалось выше, одной из основных целей работы стало создание программного обеспечения, позволяющего осуществлять дистанционное управление стендом. Для этого прежде всего нужно было получить на экране монитора изображение его лицевой панели и обеспечить управление стендом путем кликов мыши на кнопках данного изображения. Все переключения в созданном стенде осуществляются электронным микроконтроллерным переключателем, упрощенная структурная схема которого показана на рис. 3.

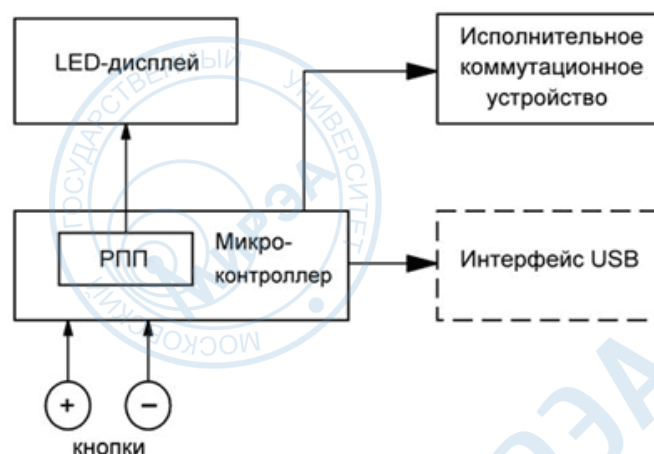


Рис. 3. Схема микроконтроллерного переключателя.

Регистр положения переключателя (РПП) сохраняет текущее положение переключателя. Код РПП может быть изменен микроконтроллером при поступлении запроса от ПК (ПК) или кнопочным переключателем, расположенным на передней панели лабораторного стенда. Каждая кнопка стенда имеет порядковый номер (адрес) и выполняет одно заданное действие: либо увеличивает значение кода РПП, либо его уменьшает. Чтобы изменить положение переключателя со стороны ПК, достаточно кликнуть мышкой по виртуальной кнопке, что приводит к формированию и передаче стенду послышки-запроса. Прием стендом послышки-запроса приводит к изменению кода РПП переданной кнопки и к последующей передаче его нового значения в послышке-сообщении к ПК. Необходимо отметить, что для синхронизации РПП стенда с ПК предусмотрена также передача, по запросу ПК, послышки-сообщения, содержащей текущие данные всех РПП стенда.

Стенд ИВЭ имеет в своем составе интерфейсный модуль USB, который реализован на базе аппаратного моста USB – UART фирмы FTDI. Микросхема FT232R позволяет организовать последовательный обмен данными между микроконтроллером и компьютером через шину USB по протоколу RS-232. На стороне ПК устанавливается драйвер, создающий виртуальный COM-порт.

Таким образом, задача построения виртуальной лицевой панели сводилась к созданию графического представления передней панели стенда и написанию программ обработчиков событий, отвечающих за тот или иной орган управления. Неотъемлемой частью программного обеспечения является периодическая проверка входящих сообщений с целью установления идентичных состояний у виртуального и реального стендов.

Графическое представление лицевой панели стенда проектировали программными средствами компании Adobe, такими как Photoshop и Illustrator. Первоначально на рабочее поле в среде разработки RAD Studio Embarcadero C++ Builder помещают изображение стенда, которое использовали при изготовлении лицевой панели реального стенда. Для этого изображение было переведено из формата .cdr, который используется для хранения файлов проектов программой Corel Draw, в формат .jpg, а также удалены динамические области (т.е. области изображения, которые изменяются в процессе работы стенда). Указанные операции производили при помощи программы Corel Draw (для того, чтобы экспортировать файл проекта в графический файл) и программы Photoshop (для удаления

динамических областей при помощи инструментов «Ластик» и «Заливка»).

Созданная виртуальная лицевая панель стенда практически полностью идентична реальной лицевой панели [7]. Добавлен лишь индикатор, условно показывающий положение переключателя, с помощью которого устанавливаются величины выходного напряжения. Условность заключается в засветке места в интервале регулирования этого напряжения, в которое этот переключатель установлен в настоящий момент, что улучшает удобство работы со стендом по сравнению с использованием реальной лицевой панели.

Необходимо отметить, что благодаря созданной виртуальной лицевой панели стенда можно осуществлять не только локальное управление стендом от находящегося рядом компьютера, но также проводить полноценный эксперимент при удаленном доступе по сети Интернет. Для реализации такого эксперимента используется программа Ammuu Admin v 3.0. Она обеспечивает подключение любого компьютера в сети Интернет к локальному компьютеру, соединенному со стендом и связанным со стендом измерительным оборудованием. По терминологии программы Ammuu Admin, компьютер, с которого осуществляется управление локальным компьютером, является оператором, а электрически связанный с оборудованием экспериментального стенда компьютер является клиентом. Как отмечалось выше, измерительным оборудованием для проведения эксперимента является осциллограф GDS-72202 и мультиметр AG 34405A. Выбор осциллографа обусловлен тем, что в поставляемом вместе с осциллографом программном обеспечении имеется его виртуальная лицевая панель, в точности воспроизводящая реальную лицевую панель прибора и обеспечивающая полнофункциональное управление прибором путем нажатия мышью соответствующих кнопок виртуальной панели либо путем вращения колеса мыши при наведении ее на ручки виртуальной панели осциллографа. Мультиметр 34405A также имеет программное обеспечение, позволяющее проводить измерения с помощью линейки инструментов, встраиваемой в программы Word или Excel. Проведение эксперимента при осуществлении удаленного доступа к измерительному оборудованию было проверено и хорошо себя зарекомендовало в работе.

Объект исследований

В качестве объекта исследований микросхем DC–DC преобразователей выбрана малогабаритная микросхема MAX1759, обладающая уникальной архитектурой накачки заряда, позволяющая получать стабилизированное регулируемое выходное напряжение $U_{вых}$ в диапазоне от 2.5 до 5.5 В и токе нагрузки до 100 мА при любых значениях входного напряжения $U_{вх}$ в диапазоне от 1.6 до 5.5 В. Микросхема является преобразователем DC–DC, который стабилизирует выходное напряжение при изменении входного напряжения в диапазоне как выше, так и ниже выходного. Данное свойство весьма необходимо, например, при использовании в качестве источника питания различной малогабаритной аппаратуры Li⁺-батарей, которые в течение срока службы меняют свое напряжение от 3.6 до 1.5 В. В этом случае для того, чтобы получать на выходе преобразователя DC–DC напряжение 3.3 В, сначала требуется понижающий преобразователь. При снижении напряжения батареи ниже 3.3 В требуется повышающий преобразователь. Уникальные возможности поддержания выходного напряжения ниже или выше входного напряжения достигаются применением оригинальной схемы управления, которая реализует режим

регулируемого удвоителя напряжения ($U_{\text{вх}} < U_{\text{вых}}$), а также режим понижающего стробируемого ключа ($U_{\text{вх}} > U_{\text{вых}}$), в зависимости от входного напряжения и тока нагрузки.

К сожалению, алгоритм выбора режима работы с понижением или повышением входного напряжения в документации не описан. Отмечено только, что когда $U_{\text{вх}}$ ниже, чем $U_{\text{вых}}$, накачка заряда работает как регулируемый повышающий ступеньками удвоитель напряжения, а когда $U_{\text{вх}}$ больше, чем $U_{\text{вых}}$, накачка заряда работает как понижающий напряжение управляемый импульсами ключ. Указывается, что в последнем случае, если ток нагрузки мал, контроллер соединяет отрицательный полюс передающего заряд конденсатора с «землей», а заряд переносится путем попеременного подключения этого конденсатора к входному и выходному напряжению. Отмечается, что так происходит не всегда. В случае больших токов нагрузки такой режим не позволяет получать нужные величины $U_{\text{вых}}$, и, несмотря на то, что $U_{\text{вх}} > U_{\text{вых}}$, контроллер автоматически переводит схему накачки в режим повышения напряжения. Эти общие замечания не подкрепляются какими-либо численными характеристиками токов нагрузки и выходных напряжений. Формы сигналов выходного напряжения даны лишь для одного значения входного напряжения при одном значении тока нагрузки. Аналогичная ситуация с реакцией на ступенчатое изменение тока нагрузки.

Далее были проведены исследования регулировочных и нагрузочных характеристик, то есть соответственно зависимостей выходного напряжения от входного при различных токах нагрузки и зависимостей напряжения на выходе от тока нагрузки при различных входных напряжениях, определение КПД в различных режимах, изучение реакции выходного напряжения на ступенчатое изменение нагрузки и расшифровка алгоритма работы микросхемы [8–12].

Результаты и их обсуждение

Измерения регулировочных характеристик и форм выходного напряжения. Регулировочные характеристики, которые, по сути, должны представлять собой зависимость выходных параметров от входных, в схемах стабилизаторов напряжения с накачкой заряда зависят от сопротивления нагрузки. В связи с большим объемом полученной экспериментальной информации ниже будут приведены лишь некоторые примеры результатов для одного значения сопротивления нагрузки 820 Ом.

На рис. 4 в качестве такого примера показаны формы переменной составляющей выходного напряжения при уровне ~2.5 В и восьми значениях входного напряжения, равных 5.5 В (1), 4.6 В (2), 3.1 В (3), 2.9 В (4), 1.70 В (5), 1.68 В (6), 1.64 В (7) и 1.63 В (8). Обращает на себя внимание различие периодов пульсаций выходного напряжения. Так, например, при $U_{\text{вх}} \sim 5.5$ В период пульсаций составляет примерно 225 мкс, при $U_{\text{вх}} \sim 4.6$ В около 150 мкс, при $U_{\text{вх}} \sim 3.1$ В около 40 мкс, а при остальных значениях входного напряжения период пульсаций $U_{\text{вых}}$ — около 30 мкс. При этом сначала наблюдается уменьшение величины пульсаций, а затем происходит ее стабилизация.

Результаты измерений нагрузочных характеристик и реакции на ступенчатое отключение нагрузки. В соответствии с возможностями стенда по выбору положения переключателя резисторов нагрузки для каждого из режимов исследования нагрузочных характеристик $U_{\text{вых}} = f(I_{\text{вых}})$ получено по 15 точек. На рис. 5 показаны полученные результаты

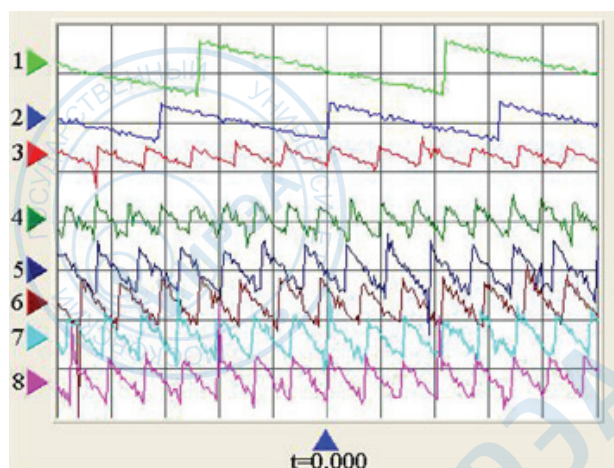


Рис. 4. Формы переменной составляющей выходного напряжения при $U_{\text{вых}} \sim 2.5$ В и различных входных напряжениях:
 1, 2 – 50 мкс/дел., 100 мВ/дел.; 3 – 50 мкс/дел., 50 мВ/дел.;
 4, 5, 6, 7, 8 – 50 мкс/дел., 20 мВ/дел

для трех значений входного напряжения $U_{\text{вх}}$: минимального, которое составило примерно 1.7 В, среднего, составляющего ~ 3.0 В, и максимального ~ 5.5 В. При этом для каждого из приведенных величин входного напряжения значения выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ устанавливали примерно равными 2.5 В, 3.6 В и 5.2 В, то есть минимальное, среднее и максимальное из возможного диапазона стабилизированного выходного напряжения. Таким образом, для каждого уровня напряжения на нагрузке получали три нагрузочные характеристики, за исключением режима с $U_{\text{вых}} \sim 5.2$ В, для которого получены только две характеристики, так как при входном напряжении $U_{\text{вх}} \sim 1.7$ В уровень выходного напряжения не может быть реализован. Линейные зависимости хорошо аппроксимируют экспериментальные точки. Стандартное отклонение в основном не превышает 0.002 В, за исключением режима с $U_{\text{вх}} \sim 1.7$ В и $U_{\text{вых}} \sim 3.6$ В. Этот режим является особым, поскольку здесь выходное напряжение существенно уменьшается с увеличением тока нагрузки.

Важное значение имеет зависимость форм пульсаций выходного напряжения от тока нагрузки. На рис. 6 и 7 в качестве примера показаны эти формы для двух режимов. В первом из них входное напряжение составляло ~ 5.5 В, а выходное ~ 2.5 В. Ток нагрузки изменяли путем изменения сопротивления нагрузочного резистора. Результаты, показанные на рис. 7, соответствуют входному напряжению 5.5 В и выходному ~ 5.2 В. Из представленных здесь форм 5 и 6 (токи нагрузки составляют соответственно 65.3 и 96.7 мА) видно изменение режима работы микросхемы, несмотря на то, что везде преобразователь работает в режиме понижения напряжения.

В связи с тем, что микросхема MAX1759, наряду с использованием в качестве стационарного стабилизированного источника напряжения постоянного тока, предназначена также для работы в условиях включения и выключения нагрузки, исследованы переходные процессы в этих режимах работы. На рис. 8 в качестве примера показаны результаты для переменной составляющей выходного напряжения, полученные в условиях, когда постоянная составляющая (среднее значение) $U_{\text{вых}}$ равна примерно 3.6 В, и устанавливались три различных значения напряжения на входе, из которых одно превышает выходное, другое близко к нему и третье – в два раза меньше $U_{\text{вых}}$. Разрыв цепи нагрузки про-

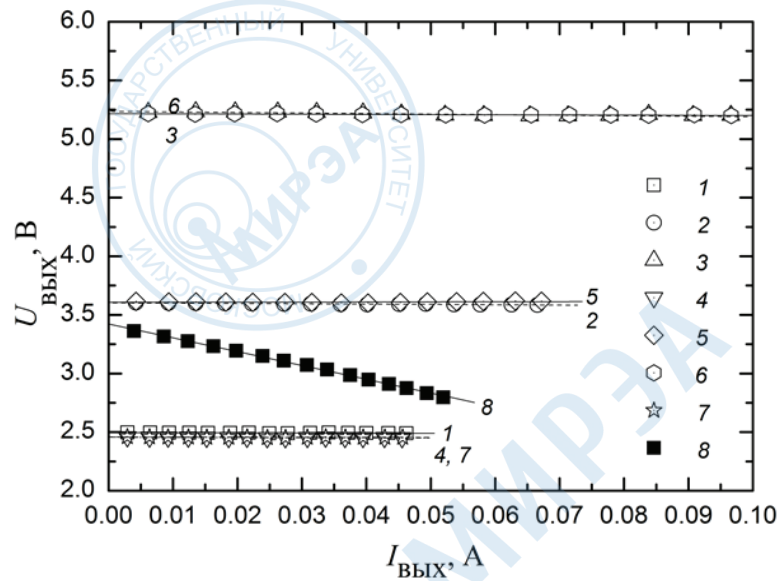


Рис. 5. Нагрузочные характеристики:
1, 2, 3 – $U_{\text{вх}} \sim 5.5$ В; 4, 5, 6 – $U_{\text{вх}} \sim 3.0$ В; 7, 8 – $U_{\text{вх}} \sim 1.7$ В.

изводили периодически. Период коммутации составлял примерно 300 мкс, а промежуток времени, в течение которого цепь нагрузки находилась в разрыве, составлял примерно 30 мкс.

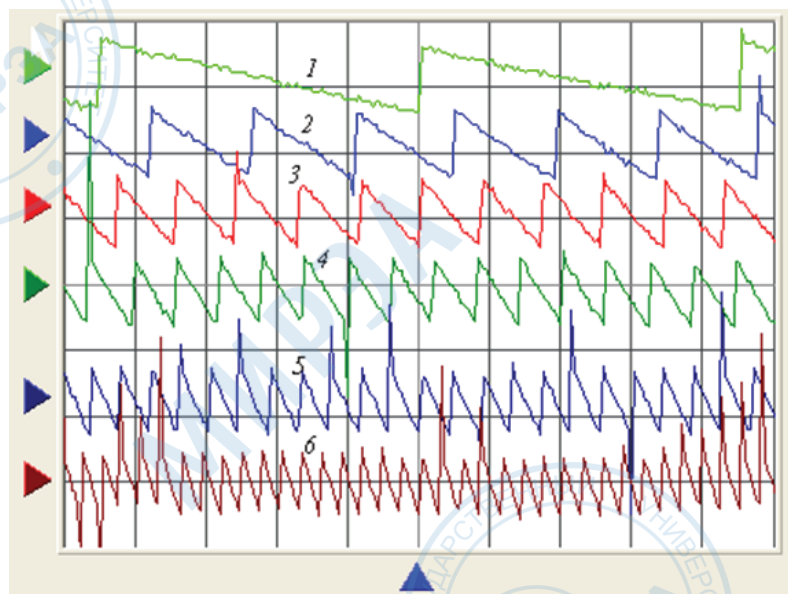


Рис. 6. Формы переменной составляющей выходного напряжения при $U_{\text{вх}} \sim 5.5$ В, $U_{\text{вх}} \sim 2.49$ В (50 мкс/дел., 100 мВ/дел.) при различных токах нагрузки: 1 – 2.94 мА, 2 – 9.38 мА, 3 – 15.6 мА, 4 – 21.9 мА, 5 – 31.3 мА, 6 – 46.4 мА.

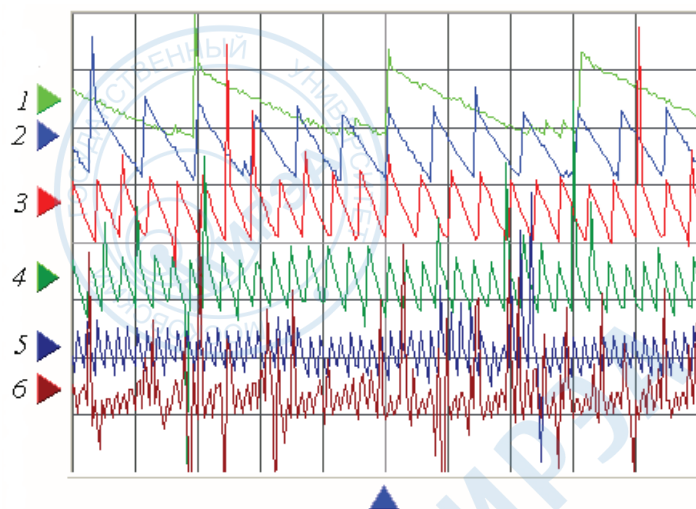


Рис. 7. Формы переменной составляющей выходного напряжения при $U_{вх} \sim 5.5$ В, $U_{вых} \sim 5.2$ В (50 мкс/дел., 100 мВ/дел.) при различных токах нагрузки: 1 – 6.1 мА, 2 – 19.6 мА, 3 – 32.4 мА, 4 – 45.6 мА, 5 – 65.3 мА, 6 – 96.7 мА.

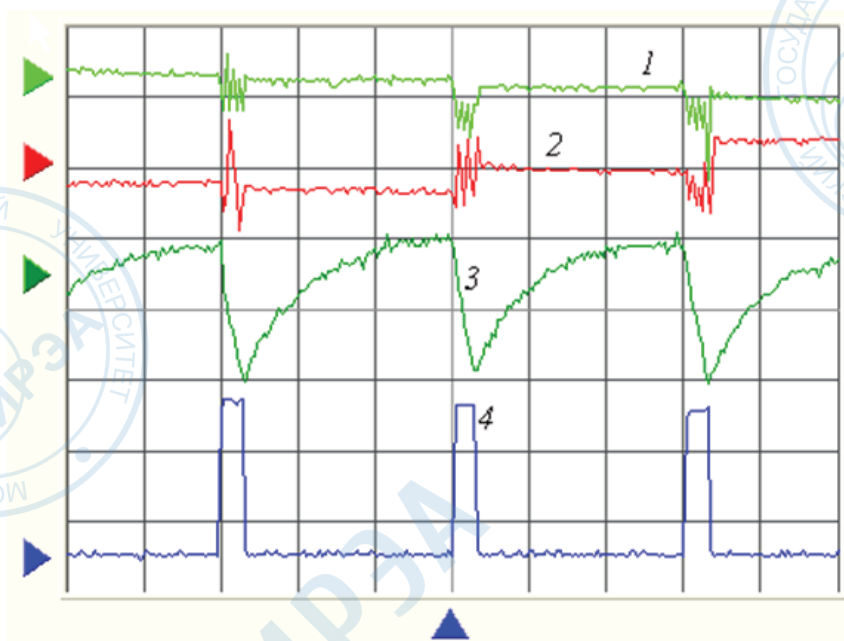


Рис. 8. Реакция переменной составляющей выходного напряжения на ступенчатое отключение нагрузки при $U_{вых} \sim 3.6$ В: 1 – $U_{вх} \sim 5.5$ В, 2 – $U_{вх} \sim 3.1$ В, 3 – $U_{вх} \sim 1.7$ В, 100 мкс/дел., 100 мВ/дел.; 4 – импульсы управления нагрузкой, 100 мкс/дел., 2 В/дел.

Как можно видеть из рис. 8, при работе в режиме понижения напряжения в момент отключения нагрузки наблюдается пачка пульсаций высокой частоты, а в промежутках между отключениями амплитуды переменной составляющей близки к постоянным значениям, однако их величины отличаются даже для соседних периодов.

Алгоритм работы микросхемы MAX1759. Основным элементом схемы с накачкой заряда является «летающий» конденсатор. Он выполняет накопление и управляемый пе-

ренос энергии с входа на выход. Анализируя динамику изменения напряжения на конденсаторе, можно исследовать метод накачки заряда и алгоритм работы микросхемы. С этой целью от обоих полюсов «летающего» конденсатора микросхемы были сделаны выводы, к которым подключался осциллограф.

Из описания микросхемы следует, что в случае, когда выходное напряжение меньше входного, микросхема обеспечивает стабилизацию напряжения за счет работы в ключевом режиме, при котором отрицательный полюс «летающего» конденсатора накачки заряда постоянно подключен к «земле», а положительный – поочередно подсоединяется к батарее с $U_{вх}$, а затем к выходному конденсатору с $U_{вых}$, который подключен к нагрузке. Однако продолжительность этих стадий не указана.

С целью выяснения упомянутых выше факторов зарегистрированы формы переменных составляющих напряжения на «летающем» конденсаторе $U_{лет}$ и напряжения на выходе $U_{вых}$. В качестве примера на рис. 9 показаны три пары таких значений при разных выходных токах $I_{вых}$, равных 25, 33 и 40 мА. Напряжение $U_{вх}=5.2$ В, а $U_{вых}=3.3$ В.

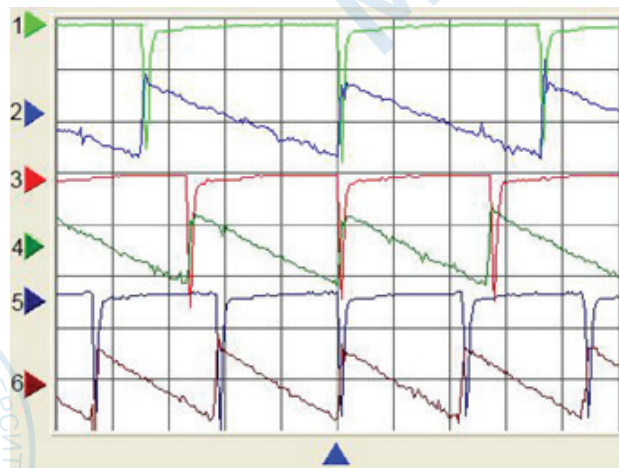


Рис. 9. Переменные составляющие напряжения на $C_{лет}$ (1, 3, 5 – 500 мВ/дел.) и $U_{вых}$ (2, 4, 6 – 50 мВ/дел.), 5 мкс/дел.: 1, 2 – $I_{вых} \sim 25$ мА, 3, 4 – $I_{вых} \sim 33$ мА, 5, 6 – $I_{вых} \sim 40$ мА.

Очевидно (рис. 9), что время разряда $C_{лет}$ точно соответствует времени повышения напряжения $U_{вых}$. Затем немедленно начинается спад $U_{вых}$ и повышение $U_{лет}$. Спад $U_{вых}$ продолжается в течение времени, много большего периода импульсов осциллятора. Длительность спада зависит от величины выходного тока. Поскольку напряжение с делителя напряжения, регулирующего $U_{вых}$, попадает на компаратор микросхемы и сравнивается с опорным эталонным напряжением ($U_{оп}=1.235$ В), то из рис. 9 можно заключить, что разряд «летающего» конденсатора начинается с того момента, когда $U_{вых}$ становится меньше $U_{оп}$. Когда напряжение с делителя превышает опорное, «летающий» конденсатор находится подключенным к $U_{вх}$.

На рис. 10, в его средней части, более детально показано изменение напряжения на «летающем» конденсаторе при работе микросхемы в том же режиме понижения напряжения при различных токах нагрузки. Видно, что время разряда конденсатора составляет примерно 330 нс.

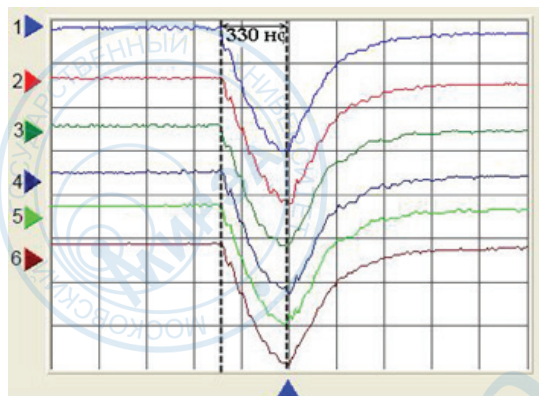


Рис. 10. Формы переменной составляющей напряжения на «летающем» конденсаторе при различных токах нагрузки (500 мВ/дел., 250 нс/дел.): 1 – 24 мА; 2 – 39 мА; 3 – 53 мА; 4 – 71 мА; 5 – 83 мА; 6 – 105 мА.

Специфику работы микросхемы MAX1759 в различных режимах лучше всего анализировать на основе полученных форм переменных составляющих выходного напряжения совместно с упрощенной функциональной диаграммой (рис. 11), представленной в [2]. Из такого анализа следует вывод о том, что можно выделить три группы режимов: $U_{\text{вых}} < U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{вх}}$.

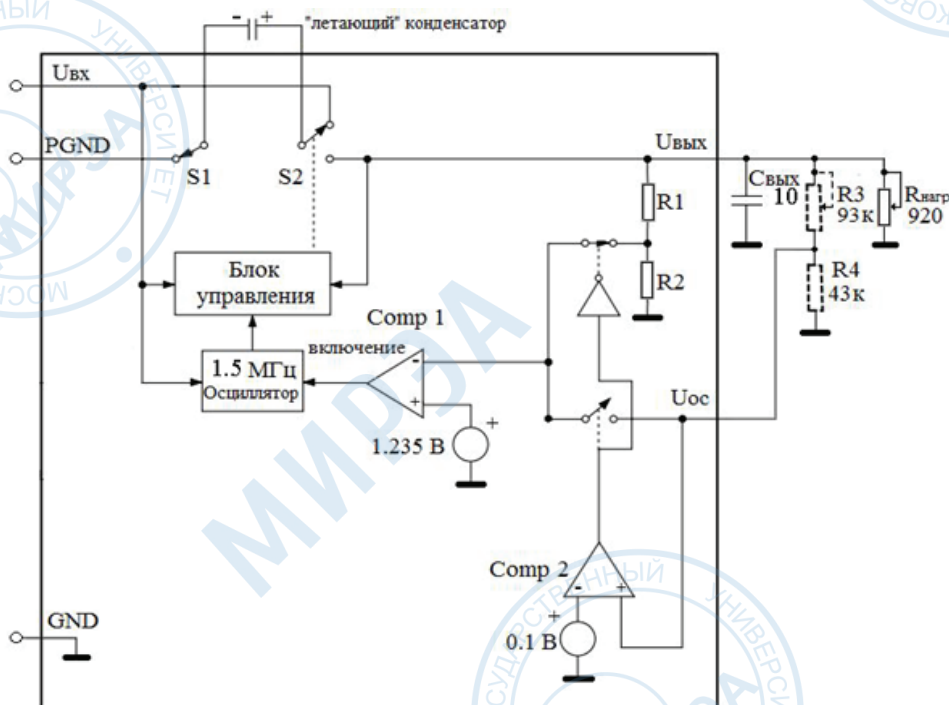


Рис. 11. Упрощенная функциональная схема MAX1759 и ее подключение к нагрузке в режиме понижения напряжения.

В режиме понижения напряжения проведенные исследования позволили получить алгоритм работы микросхемы, представленный на рис. 12. Согласно ему, вначале определяется, необходимо ли понижать напряжение, и если $U_{вх} > U_{вых}$, то начинается работа в ключевом режиме. Управление коммутацией ключа осуществляется блоком управления, на который от осциллятора могут поступать импульсы тактовой частоты. «Летающий» конденсатор заряжается в течение половины периода тактового импульса и остается подключенным к $U_{вх}$ до тех пор, пока компаратор Comp1 (рис. 11) не обнаружит, что напряжение обратной связи $U_{ос}$, поступающее с делителя напряжения, стало равным опорному напряжению $U_{оп}$. В этот момент летающий конденсатор отключается от $U_{вх}$ и подключается к $U_{вых}$. Тактовый импульс поступает от осциллятора на блок управления, и в течение половины этого импульса происходит разряд «летающего» конденсатора, то есть перенос его заряда к выходному конденсатору. По истечении половины тактового импульса «летающий» конденсатор снова подключается к входному напряжению, и вновь начинается перенос заряда от $U_{вх}$ к $C_{лет}$.

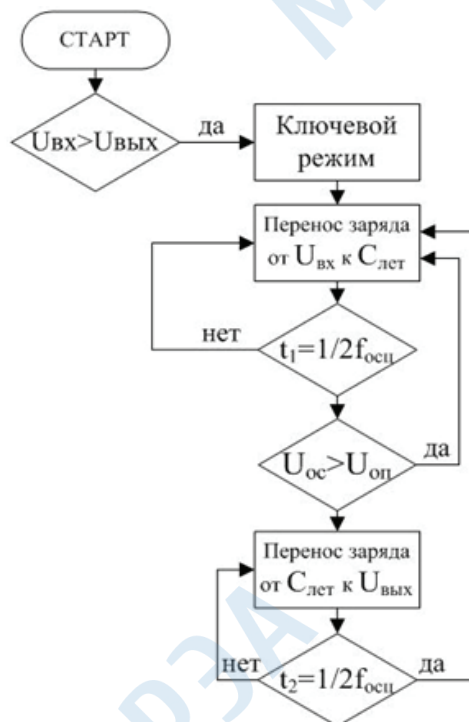


Рис. 12. Алгоритм работы микросхемы MAX1759 в режиме понижения напряжения.

Проведенные эксперименты показали, что время, в течение которого осуществлялся перенос заряда, много меньше, чем время стадии разряда выходного конденсатора. В целом же частота двухстадийных циклов накачки и разряда выходного конденсатора определяется в основном временем разряда выходного конденсатора. Из полученных данных следует, что чем больше $U_{вх}$ превышает $U_{вых}$, тем больше верхний уровень допустимого напряжения на выходном конденсаторе и тем больше время его разряда. В соответствии с паспортными данными, тактовая частота переключения микросхемы, вырабатываемая внутренним осциллятором, в диапазоне входных напряжений от 1.6 до 5.5 В может

находиться в пределах от 1.2 до 1.8 МГц. Казалось бы, что с такой частотой осуществляется накачка заряда. Однако при работе в ключевом режиме частота двухстадийных циклов накачки и разряда выходного конденсатора много меньше. В цикле передачи заряда выходному конденсатору и при его последующем разряде контроллер микросхемы осуществляет пропуск импульсов тактовой частоты микросхемы. Величина повышения напряжения на выходном конденсаторе тем больше, чем больше входное напряжение. Соответственно больше и величины пульсаций. Время разряда и число пропущенных импульсов осциллятора микросхемы зависит от тока нагрузки, то есть от сопротивления нагрузочного резистора. Однако не всегда микросхема при $U_{\text{вых}} < U_{\text{вх}}$ работает в описанном выше ключевом режиме. При больших токах нагрузки схема даже при таком соотношении напряжений может автоматически переключаться в режим накачки с увеличением выходного напряжения, когда конденсатор переноса заряда работает как удвоитель напряжения и в режиме переноса заряда подключается к выходному конденсатору последовательно с источником входного напряжения. Тогда микросхема работает в таком же режиме, как и в случае $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$, то есть в режиме повышения выходного напряжения.

Выполненные исследования реакции микросхемы на ступенчатое изменение или отключение нагрузки показали, что такая реакция зависит от соотношений входного и выходного напряжений, токов нагрузки и соответствующих ступенчатых изменений этих величин. Вопрос требует специального подробного изучения, которое следует выполнить в рамках дальнейшего развития настоящей работы. Необходимо также завершить исследование изучения алгоритма работы микросхемы в режиме повышения напряжения и в режиме, когда входное и выходное напряжения близки.

Заключение

Проведенные исследования на созданном автоматизированном экспериментальном стенде для изучения характеристик микросхем интенсивно разрабатывающихся в настоящее время различных видов мобильных источников стабилизированного вторичного электропитания с накачкой заряда, получающих энергию от батарей, подтвердили правильность выбранных методических и конструкторских решений. Получен ряд новых научных результатов о специфике работы таких микросхем. Эксперименты могут проводиться не только под локальным управлением от компьютера, но и при удаленном доступе.

Литература:

1. Low Noise, Positive-Regulated Charge Pump MCP1252/3, Data Sheet DS2175A, Microchip Technology, 2002, 18 pp.
2. Buck/Boost Regulating Charge Pump in μ MAX, MAX1759, Data Sheet 19-1600. Maxim Integrated Products, 2000, 10 pp.
3. Wide VIN Range, Low Noise, 250 mA Buck-Bust Charge-Pump LTC3245, Data Sheet 3245a, Linear Technology, 2013, 18 pp.
4. Битюков В.К., Богатов А.В., Михневич Н.Г., Петров В.А. Исследование характеристик стабилизированных источников электропитания, построенных на базе регули-

емых DC–DC преобразователей с накачкой заряда // Научные технологии. 2012. Т. 13. № 5. С. 5–15.

5. Битюков В.К., Михневич Н.Г., Петров В.А. Учебно-исследовательский стенд регулируемого DC–DC преобразователя с накачкой заряда // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. 2014. № 1. С. 52–53.

6. Битюков В.К., Богатов А.В., Иванов А.А., Куликов Г.В., Михневич Н.Г., Петров В.А. Патент на полезную модель №148265 Российская Федерация. МПК G01R 31/317. Устройство для контроля параметров микросхем; патентообладатель ФГБОУ ВПО МГТУ МИРЭА. 2014132449/28 заявл. 06.08.2014; опубл. 27.11.2014. Официальный бюллетень «Изобретения. Полезные модели» 2014, № 33.

7. Битюков В.К., Иванов А.А., Михневич Н.Г., Перфильев В.С., Петров В.А. Виртуальная лицевая панель реального стенда для дистанционного управления исследованием характеристик стабилизированных источников вторичного электропитания // Электромагнитные волны и электронные системы. 2014. Т. 19. № 1. С.52–57.

8. Битюков В.К., Миронов А.В., Михневич Н.Г., Петров В.А. Алгоритм работы микросхемы регулируемого стабилизатора MAX1759 в режиме понижения напряжения // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. 2015. Т. 1. С. 344–347.

9. Битюков В.К., Миронов А.В., Михневич Н.Г., Петров В.А. Алгоритм работы стабилизированного DC–DC преобразователя на основе микросхемы MAX1759 с накачкой заряда в режиме понижения напряжения // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2015. Т. 15. № 4. С. 53–56.

10. Битюков В.К., Миронов А.В., Михневич Н.Г., Петров В.А. Экспериментальное исследование стабилизированных источников вторичного электропитания // Учебный эксперимент в образовании. 2015. № 1 (73). С.68–82.

11. Битюков В.К., Петров В.А. Стабилизированные источники вторичного электропитания, построенные на базе регулируемых DC-DC преобразователей с накачкой заряда. Методические указания по выполнению лабораторной работы № 1287. М.: МГТУ МИРЭА, 2014. 20 с.

12. Битюков В.К., Петров В.А. Электропитание устройств и систем телекоммуникаций. Методические указания по выполнению лабораторной работы № 1364. М.: МГТУ МИРЭА, 2015. 36 с.

УДК: 316.3

СОЦИОИНЖЕНЕРНАЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТЬ В ИНФОРМАЦИОННУЮ ЭПОХУ

Л.Ф. Матрони́на[@], канд. филос. наук, доцент

А.Н. Агафо́нов, студент 3 курса Института кибернетики

Московский технологический университет (МИРЭА), Москва, 119454 Россия

@Автор для переписки, e-mail: matronina@mirea.ru

В статье анализируется динамика социальной инженерии в информационном обществе (на примере социального программирования). Выявляются основные механизмы воздействия на личностные установки и общественное мнение, применяемые в социальном программировании, порождающие антропологические риски и ведущие к угрозе информационной безопасности.

Ключевые слова: социальная инженерия, информационная эпоха, социальное программирование, информационная безопасность, антропологические риски.

SOCIALLY-ENGINEERING ACTIVITY IN THE INFORMATION EPOCH

L.F. Matronina[@],

A.N. Agafonov

Moscow Technological University (MIREA), Moscow, 119454 Russia

@Corresponding author e-mail: matronina@mirea.ru

This article aims at identifying the dynamics of socioengineering activities in the information age, its possibilities and prospects. Conceptual analysis of contemporary approaches to social engineering undertaken by the authors showed that despite the discrepancies it should be considered as the direction of scientific research, on one hand, and as one of the leading mechanisms of transformation of social structures and social institutions, on the other hand. The authors take into account the results of research in the field of social engineering by leading experts and believe that there are a number of issues that require further development and concretization. Based on scientific methods (the method of systemic functional analysis, the comparative-analytical method, the hermeneutic approach and others) the article considers the features of social forecasting as a part of social engineering activities, describes the basic mechanisms of their influence on the attitude of public opinion capable of giving rise to anthropological risks and leading to a threat for information security. Given the contradictory nature of the social engineering activities in the information age, the authors

come to the conclusion that one of the urgent problems of contemporary interdisciplinary studies is a competent examination of humanitarian social engineering assessment activities, including social programming to determine the degree recorderai components and possibilities of their reduction.

Keywords: social engineering, information age, social programming, information security, anthropological risks.

«Мы не можем остановить эволюционный процесс или вернуть его на какую-то из предшествовавших стадий. Нам не остается ничего другого, как «плыть по течению», но мы можем выбирать куда следовать...». Э. Ласло

Бурное развитие науки и техники, особенно информационно-коммуникативных технологий последней трети XX – нач. XXI веков, оказывает значительное влияние на все стороны общественной жизни: экономическую, социально-политическую, научно-технологическую, культурную и т.д. Глобальные трансформации, происходящие в современном мире, обуславливают переход к информационному обществу как новой социальной целостности и утверждение новых норм и ценностей. Учитывая гипердинамичность происходящих процессов, исследователи подчеркивают необходимость «сознательного конструирования глобализирующегося социального мира» [1], предлагая стратегии, адекватные новым социальным реалиям, и разрабатывая модели реформирования общества, социальных институтов, социальных отношений и т.д. Модернизация общества, его экономических, политических и социальных структур требует поиска и внедрения новых социальных практик, одной из которых является социальная инженерия.

Несмотря на то, что исследователи проявляют неизменный интерес к социальной инженерии, на сегодняшний день нет единого подхода к пониманию ее сущности и специфики. Так, К. Поппер связывал становление теории социальной инженерии с именем Платона, полагая при этом, что социальная инженерия не задается вопросом об исторических тенденциях или предназначении человека, а считает человека хозяином судьбы, который оказывает влияние на историю, изменяя ее в соответствии со своими целями [2, с. 53].

Ряд исследователей рассматривает социальную инженерию как «продолжение» классической инженерной деятельности. Согласно В.М. Горохову, современная (неклассическая) инженерная деятельность выходит за пределы традиционной схемы «наука – инженерия – производство», охватывая разнообразные виды социальной практики и выступая как социо-техническое проектирование. Социотехническое проектирование «прорывает ставшие для него узкими рамки классической инженерной деятельности и становится самостоятельной сферой современной культуры» [3, с. 428]. Наряду с классическими видами инженерной деятельности появляются новые профессии. Мы уже привыкли к таким словосочетаниям, как инженер-менеджер, инженер-эколог, инженер-дизайнер, и даже «квант-инженер» (так называют специалиста в области финансовой инженерии известный современный экономист Н. Талеб). На необходимость применения социально-гуманитарной методологии к исследованию инженерной деятельности обращает вни-

мание В.М. Розин, который выявляет тесную взаимосвязь современной стратегии социальной инженерии и социального («нетрадиционного») проектирования. Происходящая ныне экспансия проектирования заключается в том, что оно распространяется на такие виды деятельности, как градостроительство, дизайн, управление, экономическое планирование и др. [4, с. 96].

Некоторые специалисты акцентируют внимание на прикладном характере социальной инженерии, полагая, что социальная инженерия – это совокупность подходов прикладных социальных наук, которые ориентированы на целенаправленное изменение организационных структур, определяющих человеческое поведение и обеспечивающих контроль за ним [5]. Более того, в данной ситуации социальная инженерия представляет собой «смесь» науки, психологии и искусства [6] и зачастую сводится к целенаправленным методам управления действиями и поведением человека.

Достаточно широкую трактовку социальной инженерии предлагает Ю.М. Резник, рассматривая ее «как область научно-практической деятельности, связанную с применением инженерного подхода к созданию и изменению социальных систем, в том числе социальных институтов, организаций, региональных систем управления, рабочих групп и т.д.» [7, с. 124]. Такое понимание позволяет учесть разнообразие взглядов и избежать однозначной интерпретации предметной области социальной инженерии. Ю.М. Резник выделяет следующие основные направления социоинженерной деятельности, каждое из которых «...связано в той или иной мере с управлением социальными объектами или системами»:

- 1) социоинженерные исследования как особая разновидность прикладных социальных (социологических) исследований;
- 2) социальное конструирование, которое играет важную роль в системе управления и выступает в разных формах – социальное проектирование, социальное программирование и социальное планирование;
- 3) организационно-технологическая деятельность как реализация на практике социальных проектов и технологий;
- 4) консультативно-управленческая деятельность, включающая комплекс услуг по диагностике, проектированию, планированию и внедрению социальных технологий [7]. Таким образом, социальная инженерия предстает как направление научных исследований, с одной стороны, и практическая деятельность людей по проектированию, конструированию, созданию и модернизации организационных структур и социальных институтов, с другой.

Социоинженерная деятельность открывает новые возможности для решения преобразовательных задач в обществе. Одним из таких механизмов социальной инженерии является социальное программирование. Цель социального программирования – решение значимых и важных социальных проблем, наиболее актуальных и перспективных для того или иного института, процесса или явления. Следует согласиться с мнением известного российского социолога Ж.Т. Тощенко в том, что основу социального программирования составляют фундаментальные знания об обществе и законах его развития, которые могут быть применены к решению конкретных задач в социальной сфере. Как метод целевого управления, социальное программирование представляет собой совокупность приемов, средств целенаправленного воздействия на объект управления для достижения желаемых результатов. Речь идет о различных формах координации деятельности; опре-

деленных способах концентрации, распределения и перераспределения наличных ресурсов; экономическом стимулировании; разносторонней поддержке инициатив, направленных на развитие интеграционных процессов в обществе; формировании положительной мотивации совместной деятельности, ориентированной на конечные результаты; приемах и способах организационного проектирования и некоторых других [8, с. 361–362]. В современном мире социальное программирование играет значительную роль в регулировании таких важных социальных процессов и явлений, как, например, миграционные процессы, этнонациональные конфликты, борьба с преступностью, коррупцией, бедностью, превращаясь в управленческую технологию, иначе говоря – инженерию управления, которая имеет стратегическую направленность.

Наряду с этим в условиях глобальной информатизации мира социальное программирование путем целенаправленного воздействия применяемых методик на сознание человека, формирования общественного мнения и личностных установок, порождает антропологические риски и представляет угрозу информационной безопасности. Опираясь на знания в области информационно-коммуникативных технологий, психологии, нейролингвистического программирования, социальные программисты профессионально и эффективно используют разнообразные приемы и способы деструктивного влияния на человека, программируя его на совершение действий, необходимых для получения каких-либо сведений с целью последующего использования их в корыстных целях. В данном случае они выступают как своего рода «социальные хакеры» [9], решая узкопрагматические задачи и идя «в обход» нравственно-этических норм, представляющих собой необходимое условие существования любого социума. Приведем некоторые примеры.

Одна из практических методик, применяемых социальным хакером, заключается в том, чтобы «исключить» аналитическое мышление потенциальной «жертвы», посредством оказания эмоционального давления в ходе воздействия. Если же программируемый пытается воспользоваться своим критическим аппаратом восприятия действительности, то программист либо перегружает его анализом второстепенной информации, либо же полностью отключает его, используя фактор срочности, заставляя субъекта действовать практически бездумно.

Достаточно эффективным приемом в ходе атаки является создание дефицита времени, так как субъекту, подвергнутому атаке хакера, приходится действовать в обстоятельствах жесткой нехватки достоверной информации. В подобной ситуации он лишен возможности проанализировать уже поступившую и получить недостающую ее часть. Более того, жертва попадает под влияние чувств: желание помочь, стремление получить признание или же страх из-за потери работы, социального статуса и т.п. Наибольший эффект воздействия достигается в том случае, если понимание необходимости срочных действий приходит к атакуемому само, а не сообщается об этом социальным инженером. Тем самым повышается самооценка манипулируемого и его лояльность к злоумышленнику.

В то же время избыточность сообщаемой информации также может обернуться против жертвы. Как правило, в ситуации значительного (а зачастую и неупорядоченного) потока сведений, большинство людей пытается избежать продолжения такого контакта, идя навстречу своему собеседнику и выполняя определенные действия, которых от него требуют.

И, наконец, безусловной деталью любой успешной атаки является решительность действий: уверенный в себе специалист способен с наименьшими затратами расположить к себе практически любого человека.

Эти и другие приемы/способы психологической «обработки» индивида находят эффективное применение в таких техниках социального программирования как фишинг, фарминг, плечевой серфинг, техника «кви про кво», техника «троянского коня», техника «дорожного яблока», анализ информации из открытых источников и ряда других [10, 11].

Специалисты в области социальной инженерии внедряются в организационные структуры с целью общей дестабилизации работы, снижения ее влияния, всевозможных финансовых махинаций внутри организации, получения информации о наиболее перспективных сотрудниках для дальнейшего их хэдхантинга, т.е. переманивания в другую компанию. Одной из основных угроз для компаний, как отмечает Б.И. Скородумов [12], являются несанкционированные действия инсайдеров – группы людей, работников компании, имеющих доступ к «закрытой» информации. Обладая широким доступом к конфиденциальной информации о методах безопасности внутри организации, данных и компьютерных системах, они занимаются ее хищением. Инсайдерские угрозы – это вредоносные для организации угрозы, включающие мошенничество, кражу конфиденциальной и коммерчески ценной информации, воровство интеллектуальной собственности, саботаж компьютерных систем. Утечки информации наносят ущерб компаниям во всех отраслях. Даже очень крупные и успешные компании не застрахованы от деятельности инсайдеров.

Такова «оборотная сторона» социального программирования, получившего распространение в информационном обществе, порождающего антропологические риски и представляющего реальную угрозу информационной безопасности.

Характеризуя современное общество как общество риска, немецкий исследователь Г. Бехманн выявляет предпосылки риска и полагает, что риск обусловлен совокупностью внутренних и внешних факторов [13, с. 81–82]: деятельностью людей, выбирающих альтернативные решения и рассчитывающих степени вероятности исхода, общей социально-экономической и социально-культурной ситуацией. Уже сегодня («you are here») мы должны принимать решения, от которых зависит наше будущее – будущее человечества; решения, в которых ни положительные, ни отрицательные последствия невозможно охватить, а тем более управлять ими, так как выбор осуществляется в условиях неопределенности, а значит, в условиях риска.

Антропологические риски как социальный феномен информационного общества напрямую связаны с утратой идентичности индивида, усилением отчуждения между людьми и кризисом доверия на всех уровнях общественной жизни [14]. В ситуациях быстро растущих инновационных изменений возрастает степень мировоззренческой неопределенности индивида, что выражается в его социальной и психологической неустойчивости, подрывающей основу предела приспособляемости человека к окружающему миру.

На рубеже XX–XXI вв. информационная безопасность превращается в глобальную проблему человечества, которая наряду с технико-технологической составляющей, все более приобретает социально-политический и гуманитарный характер, так как речь идет о защите интересов личности, социальных групп, государств и общества в информационной сфере. Как отмечают авторы исследования гуманитарных факторов информаци-

онной безопасности [15], являясь социальным феноменом, она характеризует защищенность информационной среды социума и направлена на обеспечение ее формирования и выработку стратегий развития в интересах индивидуальных пользователей, организационных структур, государств.

В условиях информатизации современного мира складываются новые условия бытия человека, которые увеличивают его возможности в преобразовании окружающей действительности, но в то же время делают человека все более зависимым от тех достижений и благ, которые созданы им самим. Учитывая противоречивый характер социоинженерной деятельности в информационную эпоху, следует признать, что одной из актуальных проблем современных комплексных междисциплинарных исследований является компетентная экспертиза, гуманитарная оценка социоинженерной деятельности, в том числе, и социального программирования, на предмет степени рисковосодержащих компонентов и возможностей их снижения. Технологичность, реализуемость проектов и программ, эффективность результатов – важнейшая сторона любой практически-преобразующей деятельности, если рассматривать ее сугубо профессионально, с точки зрения достижения поставленной цели. Однако сами по себе эти понятия являются амбивалентными с позиции аксиологического подхода. Они лишь тогда приобретают значимость, ценность, когда принимается во внимание социо-культурное пространство человеческого бытия, способствующего формированию целостной личности, ее духовно-нравственных ценностей, критического мышления и креативного потенциала.

Литература:

1. Франчук В.И. Основы современной социальной инженерии. URL: <http://socioengin.narod.ru/ossinzh.htm> (дата обращения: 06.01.2016).
2. Поппер К. Открытое общество и его враги. Т. 1: Чары Платона / пер. с англ. под ред. В.Н. Садовского. М.: Феникс; Межд. фонд «Культурная инициатива», 1992. 448 с.
3. Современные философские проблемы естественных, технических и социально-гуманитарных наук: учебник / под общ. ред. д-ра филос. наук, проф. В.В. Миронова. М.: Гардарики, 2006. 639 с.
4. Розин В.М. Эволюция инженерной и проектной деятельности и мысли. Инженерия, становление, развитие, типология. М.: ЛЕНАНД, 2014. 200 с.
5. Social Engineering: The Basics. URL: <http://www.csoononline.com/article/2124681/security-awareness/social-engineering-the-basics.html> (дата обращения: 06.01.2016)
6. The Official Social Engineering Portal. URL: <https://translate.google.ru/translate?hl=ru&sl=en&u=http://www.social-engineer.org/&prev=search> (дата обращения: 06.01.2016)
7. Резник Ю.М. Социальная инженерия как профессия // Известия Томского политехнического университета. 2011. Т. 318. № 6. С. 124-130.
8. Тощенко Ж.Т. Программирование социальное // Социологический словарь / отв. ред. Г.В. Осипов, Л.Н. Москвичев. М.: ИНФРА-М, 2014. С. 361–362.
9. Кузнецов М.В., Симдянов И.В. Социальная инженерия и социальные хакеры. СПб.: БХВ-Петербург, 2007. 368 с.
10. Чалдини Р. Психология влияния. СПб: Питер, 2013. 304 с.

11. Агафонов А.Н. Социальная инженерия как инструмент воздействия на современное общество // Социальная инноватика – 2015: Материалы межд. науч.-практ. конференции, Москва, 18-19 ноября 2015 г. М.: Моск. гос. университет информационных технологий, радиотехники и электроники, 2015. С. 238–241.
12. Скородумов Б.И. Информационная безопасность современных коммерческих банков // Информационное общество. 2004. Вып. 6. С. 41–45. URL: <http://emag.iis.ru/arc/infosoc/emag.nsf/BPA/8d73ebf2029e2730c32571780046f676> (дата обращения: 06.01.2016).
13. Бехманн Г. Современное общество: общество риска, информационное общество, общество знания / пер. с нем. А.Ю. Антоновского, Г.В. Гороховой, Д.В. Ефременко, В.В. Каганчук, С.В. Месяц. М.: Логос, 2010. 248 с.
14. Skorodumova O.B., Matronina L.F., Koval T.I. Anthropological risks of the information society // Mediterranean Journal of Social Sciences. 2015. V. 6. No. 3S3. P. 295–301.
15. Skorodumov B.I., Skorodumova O.B., Matronina L.F. Research of human factors in information security // Modern Applied Science. 2015. V. 9. № 5. P. 287–294.

УДК: 330.35

СОГЛАСОВАНИЕ ТЕХНОГЕНЕЗА С ЭКОРАЗВИТИЕМ КАК УСЛОВИЕ РЕШЕНИЯ ЭКОЛОГИЧЕСКИХ ПРОБЛЕМ

С.М. Сухорукова[@], д.экон. наук, проф.

А.М. Погорелый, к.т.н., доцент

С.Г. Высоцкий, ассистент

*Кафедра экологической и промышленной безопасности
Московский технологический университет (Институт тонких химических технологий),
Москва, 119571 Россия*

[@]Автор для переписки, e-mail: Sukhorukova@inbox.ru

В условиях промышленного производства для получения прибыли необходимо, чтобы в единицу времени производилось как можно больше продукции. В этом отношении для предпринимателя техника предпочтительнее, чем человек, поскольку ее «не беспокоит», насколько деградирует природная среда после ее использования. Это означает, что вектор технологического развития, мотивируемый прибылью, оказывается не связанным с сохранением природной среды, пригодной для человека. Для преодоления этой направленности необходимо, чтобы экономическая мотивация использования новых технологий не допускала экологически негативных последствий их внедрения. Но этого не происходит в условиях рыночной экономики. Сегодня справедливо причину экологических проблем связывают с техникой и технологиями, разработанными на основе достижений современной науки. Но, при этом нельзя подразумевать лишь комплекс инженерного и естественнонаучного знания. Значительная доля ответственности ложится на гуманитарные, в том числе – и на экономические дисциплины. Для экологической безопасности производства необходима разработка теории экономики, ориентирующей техническое развитие на согласование с законами природной среды, сохраняющими ее жизнепригодность для человека. В статье рассматривается, как теория рыночной экономики изначально обуславливает рассогласование техногенеза и экоразвития, чем и определяет неизбежность появления экологических проблем.

Для согласования техногенеза с экоразвитием и перехода к экологически устойчивому развитию необходим отказ от рыночной экономики, поскольку это позволит ввести институт «долговременной экономической ответственности за экологический ущерб» и, привлекая естественнонаучные знания, учитывать изменения эффективности природопользования на основе прогнозов циклических изменений в биосфере.

Ключевые слова: экологически устойчивое развитие, техногенез, экоразвитие.

CONCORDANCE OF TECHNOGENESIS WITH ECODEVELOPMENT

S.M. Sukhorukova[@],
A.M. Pogorelyi,
S.G. Vysotskiy

*Moscow Technological University (Institute of Fine Chemical Technology),
Moscow, 119571, Russia*

@Corresponding author e-mail: Sukhorukova@inbox.ru

In the conditions of industrial production for profit-making it is necessary to make as much products as possible in a time unit. In this regard technological equipment it is more preferable to the businessman than the human, because the equipment does not care how much the natural environment degrades after its use. It means that the vector of technological development motivated by profit is not connected with preservation of the environment suitable for the human. In order to overcome this orientation it is necessary that the economic motivation of using new technologies would not allow ecologically negative consequences of their introduction. However, it is not so in the conditions of market economy. Today the cause of environmental problems is rightly connected with the equipment and technologies developed on the basis of achievements of modern science. However, one should not understand by this only the complex of engineering and natural-science knowledge. A considerable share of responsibility falls on human sciences including economic ones. For ecological safety of production it is necessary to develop a theory of economy orienting the technological development to coordination with the laws of the environment keeping its appropriateness for the life of the human. The article describes how the theory of market economy initially causes a mismatch of technogenesis and ecodevelopment, which determines the inevitability of emergence of environmental problems.

In order to coordinate technogenesis with ecodevelopment and guarantee ecologically sustainable development, refusal of market economy is required, because this will allow to introduce long-term economic responsibility for ecological damage and to take into account changes in environmental management efficiency by using natural science knowledge on the basis of forecasts of cyclic changes in the biosphere.

Keywords: environmentally sustainable development, technogenesis, eco-development.

С середины прошлого столетия во многих странах разрабатываются технологии экологически безопасного промышленного производства. В СССР для их внедрения использовались экономические механизмы, возможные к применению в условиях социалистической экономики, в основе которой лежала государственная собственность на средства производства и природные ресурсы [1, с. 162–203]. После реформ 1990-х гг., с переходом к рыночной экономике, в Российской Федерации стало невозможно использовать эти механизмы. К тому же в процессе приватизации промышленных предприятий была разрушена их технологическая связь, обеспечивающая последовательную переработку сырья с целью ресурсосбережения. Так началась деэкологизация промышленного

производства. Экологические проблемы промышленного производства росли и на глобальном уровне. Отсюда возникла необходимость искать их причину в самих особенностях экономического развития, основанного на теории «рыночной» экономики.

В настоящей статье рассматривается, как теория рыночной экономики изначально обуславливает рассогласование техногенеза и экоразвития, чем и определяет неизбежность появления экологических проблем.

В условиях промышленного производства для получения прибыли необходимо, чтобы в единицу времени производилось как можно больше продукции. Для предпринимателя техника предпочтительнее, чем человек, поскольку технику «не беспокоит», насколько деградирует природная среда после ее использования. Следовательно, вектор технологического развития, мотивируемый прибылью, оказывается не связанным с сохранением природной среды, пригодной для человека. Для преодоления такой направленности необходимо, чтобы экономическая мотивация использования новых технологий не допускала экологически негативных последствий их внедрения. Но этого не происходит в условиях рыночной экономики.

В качестве подтверждающего примера можно привести период 1945–1965 гг., когда прибыль резко возросла благодаря использованию достижений научно-технической революции. На размер прибыли тогда не влияли появившиеся экологически негативные последствия, принявшие глобальный характер. В конце XX века научно-технические достижения способствовали росту прибыли, и также при этом не учитывались появившиеся экологические проблемы, которые стали расти еще быстрее. Дело в том, что благодаря «информационным» технологиям, стало возможным размещение отдельных технологических стадий промышленного производства на территориях различных стран. В результате сложилось «международное технологическое» разделение труда, которое позволило «развитым» странам, оставив у себя «чистые» стадии производства, перенести «грязные», природоёмкие, в страны, отставшие в технологическом отношении. «Развитые» страны, таким образом, начали использовать «чужие» минеральные ресурсы, энергоресурсы и воду. Возникший при этом рост «эколого-экономических издержек производства» на размере прибыли «развитых» стран не отразился, поскольку их погашение осуществлялось за счет новых экологических колоний.

В XXI веке так называемые «развитые» страны продолжают курс на такое «воплощение научно-технического прогресса в капитал», когда критерии «прогресса» не экологизированы, а само проектирование новой техники (без экологических ограничений) остается выгодным бизнесом [2]. Чтобы сохранить статус «технико-технологической» метрополии и добиться постоянного спроса на обновление технологий, необходимо ускорить моральное устаревание технологического оборудования. Возможный риск неопкупаемости средств для производства нового оборудования в «развитых» странах минимизирован при помощи ускоренной амортизации. Особо этому способствуют условия гарантированной реализации товаров и твердые цены, вводимые в отраслях военно-промышленного комплекса (ВПК). Так что основой роста доходов в условиях промышленной цивилизации является «экономика войны». Однако ускоренное обновление технических средств ведения войны требует увеличения объемов руды, воды, энергоносителей и т.д., что ускоряет процесс истощения природных ресурсов биосферы. Рост прибыли

в условиях рыночной экономики и в «мирной» хозяйственной деятельности – при производстве потребительских товаров – требует роста объемов потребляемых природных ресурсов, поскольку она (прибыль) обеспечивается и сокращающимся временем производства единицы продукции, и сокращающимся временем ее использования. Для обновления потребительских товаров требуется обновление оборудования, а это означает привлечение новых объемов природных ресурсов: воды, руды, энергоносителей и т.д. Таким образом, прибыль стимулирует обновление производства предметов потребления, и рост потребления ресурсов не прекращается.

Известно, что отдельные страны пытались с помощью налогов сократить потребление природных ресурсов, сохраняя естественные условия их воспроизводства: восстановления уровня воды в реке (Англия), восстановления лесных массивов (Перу, Финляндия). Это полезная практика, и ее экологический результат был бы значительнее, если бы эти природные ресурсы рассматривались как компоненты экосистемы, состояние которой определяется природными циклами всей биосферы, и не может не отражаться на динамике воспроизводства ее ресурсов.

Понятие «цикл» для экономической теории не ново, но в концепции рыночной экономики цикличность рассматривается как явление, которое требует периодического обновления техники. Начало такому объяснению положил К. Маркс в работе «Капитал», где для выхода из состояния депрессии он предложил смену оборудования (основного капитала). Й. Шумпетер в работе «Теория экономического развития» писал о том, что цикличность экономики позитивна, поскольку она становится движущей силой технического прогресса, обуславливая обновление оборудования. Обновление оборудования можно было бы считать фактором прогресса, если бы оно служило природосбережению, причем с учетом состояния биосферы, изменяющейся под влиянием своих – природных – циклов.

Значительный вклад в изучение влияния циклов на экономику внес А.Л. Чижевский. Он исходил из того, что на биосфере отражается периодически меняющаяся активность Солнца, имея в виду его одиннадцатилетние циклы. В своей последней книге «Земное эхо солнечных бурь» Чижевский, подводя итог многолетним исследованиям, писал, что в экономике следует учитывать биосферные циклы, поскольку они объясняют периодичность колебаний плодородия почвы и урожайности сельскохозяйственных культур, плодovitости скота, его заболеваемости и т.д. [3, с. 121].

Состояние биосферы не может не волновать мировую общественность в связи с ростом глобальных экологических проблем. Данной теме был посвящен доклад «Наше общее будущее», представленный в 1987 году Международной комиссией по окружающей среде и развитию (МКОСР) во главе с Г.Х. Брундланд. В докладе подчеркивалось, что устойчивое развитие требует использования природных ресурсов с учетом способности биосферы справляться с последствиями человеческой деятельности [4, с. 20]. Несмотря на все предупреждения, за прошедшие десятилетия за счет роста промышленного производства и его технического оснащения «экологический след ресурсного потребления стал выше, чем совокупный биологический потенциал ... экономические, социальные, экологические последствия этого могут иметь дестабилизирующие последствия, которые ограничивают и нынешний, и будущий выбор людей» [5, с. 46]. После Саммитов по

охране окружающей среды (Рио-де-Жанейро, 1992 г.; Йоханнесбург, 2002 г.; Рио-де-Жанейро, 2012 г.) во многих странах были приняты национальные программы экологически устойчивого развития и начался переход на технологии, обеспечивающие энерго- и водосбережение, а также детоксикацию выбросов и сбросов. Однако отдельные государственные программы не остановили рост глобальных экологических проблем, поскольку они не были ориентированы на согласованное использование ресурсов всей биосферы. В настоящее время появляется надежда для такого планетарно-экологического согласования, благодаря появлению экономических интеграционных объединений. Стратегия развития интегрирующихся стран основана на выработке правил перемещения товаров, услуг, капитала, рабочей силы, а также и технологий. Они могут быть направлены также на безопасное использование природных ресурсов объединившихся стран. Если подобные интеграционные объединения не рассматривать как изолированные, то можно будет, интегрируя их, добиться согласования экоразвития всего мирового сообщества с сохранением биосферы. Безусловно, мировому сообществу придется, отказавшись от рыночной экономики, перейти к теории «биосферной» экономики и сформировать институциональный инструментарий, обеспечивающий согласование техногенеза с устойчивым экоразвитием. Пока этого не произошло, природоразрушительное действие промышленного производства не останавливается. Специалистами по изучению заболеваний, возникших вследствие негативного воздействия техносферы на природную среду, отмечается продолжающийся рост экогенных заболеваний [6, с. 27–89]. Тем не менее, в методике по определению экономического ущерба, сокращающего размер прибыли, продолжает учитываться прежде всего ущерб, причиняемый техносфере, а экологический ущерб определяют только, если «в аварии пострадали люди» [7, с. 64]. Здесь имеются в виду люди, пострадавшие в момент аварии, хотя медики говорят о том, что мутагенные последствия, обусловленные загрязнением окружающей среды, могут проявляться и через несколько поколений. Теория рыночной экономики исключает экономическую ответственность за «экологический ущерб» в долговременной перспективе, а поэтому он не отражается на размере текущей прибыли, пока отсутствует экономический институт «долговременной ответственности за экологический ущерб», загрязнение среды и рост экогенных заболеваний в будущем. Рыночная экономика не заинтересована в том, чтобы продолжительность жизни людей увеличивалась, прежде всего, по причине безработицы. Автоматизация промышленного производства порождает феномен «лишних» людей. Развивающаяся индустрия робототехники способствует ускорению этого процесса, а сокращающееся время обновления технического оборудования рождает проблему различий профессиональной подготовки у разных поколений. Указанные обстоятельства делают нежелательным появление долгожителей. При этом нельзя отрицать, что технические достижения с помощью медицины способны продлить жизнь людей, но парадокс состоит в том, что для сохранения прибыли от производства такой техники необходимо сокращать и численность людей, и продолжительность их жизни. Так что демографическая модель «сужающегося» воспроизводства населения вполне соответствует краткосрочности рыночной мотивации, определяющей техногенез и его экологическую опасность.

В заключение можно сказать следующее. Сегодня причину экологических проблем справедливо связывают с техникой и технологиями, разработанными на основе достиже-

ний современной науки, причем речь не идет только об инженерном и естественнонаучном знании. Значительная доля ответственности ложится на гуманитарные, в том числе, и на экономические дисциплины. Для экологической безопасности производства необходима разработка теории экономики, ориентирующей техническое развитие на согласование с законами природной среды, сохраняющими ее жизнепригодность для человека. Результатом этого согласования станет техногенез, безопасный для экономического развития. Если его не обеспечить, то продолжится рост эколого-экономических издержек производства, что приведет к снижению прибыли до полного ее обнуления, что, впрочем, уже не будет иметь значения, так как планета в таком случае будет непригодна для жизни человека.

По мере осознания глобальных экологических проблем как угрозы существования человечества на нашей планете, научное сообщество поняло необходимость перехода к экологически безопасному жизнеобеспечению. В настоящее время нет ни одной отрасли науки, которая не занималась бы экологическими проблемами. Однако их рост продолжается, что вызвано отсутствием связи между отраслями знания и общецелевой установкой на сохранение жизни людей на планете. О необходимости такой интеграции наук российские ученые стали говорить еще с конца XIX века. Предчувствуя наступление эпохи культа технических достижений, они поставили вопрос о необходимости в критерии научно-технического прогресса ввести сохранение жизни, связывая с этим нравственность ученых. К сожалению, предупреждения не были услышаны, и поэтому сегодня мы говорим о «технологическом» терроре. Социальный заказ на использование экологически опасных технологий обеспечивает рыночная экономика, благодаря двум факторам: «запланированному устареванию» и «вынужденному устареванию». Если запланированное устаревание носит технико-технологический характер, то вынужденное устаревание трактуется господствующей модой и массовой культурой, потребительская концепция которой требует, чтобы мы сделали потребление образом жизни, чтобы превратили использование товаров в ритуалы. Потребительская эйфория подводит человечество к экологическому самоуничтожению. Для предотвращения такого исхода необходимо принять ориентацию научно-технического прогресса на сохранение жизни человека. Может быть, тогда ученые, так и не предложившие научного объяснения такому феномену как «жизнь», перестанут тратить свои силы на бесконечное обновление технических средств ее уничтожения.

Литература:

1. Сухорукова С.М. Эколого-экономическое направление в России (XVIII–XXI вв.). М.: Издательский Дом «Орион», 2010. 335 с.
2. Сухорукова С.М., Погорелый А.М., Самороков А.В. Жизнепригодность биосферы и теория экономического роста // Вестник МИТХТ. Серия: социально-гуманитарные науки и экология. 2014. Т. 1. № 3. С. 68–73.
3. Чижевский А.Л. Земное эхо солнечных бурь. М.: Мысль, 1976. 350 с.
4. Наше общее будущее. Доклад Международной комиссии по окружающей и развитию (МКОСР): пер. с англ. / под ред. С.А. Евтеева, Р.А. Перелет. М.: Прогресс, 1989. 371 с.
5. Доклад о человеческом развитии 2014. Обеспечение устойчивого прогресса чело-

вещества: уменьшение уязвимости формирование жизнестойкости. Программа развития ООН: пер. с англ. М.: Изд-во «Весь Мир», 2014. 236 с.

6. Сотникова Е.В., Дмитренко В.П. Техносферная токсикология: учебное пособие. СПб.: Лань, 2013. 400 с.

7. Матрюков Б.С. Безопасность в чрезвычайных ситуациях в природно-техногенной сфере. Прогнозирование последствий: учебное пособие. М.: Издательский центр «Академия», 2012. 323 с.