

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

НАУКА ТЕХНОЛОГИИ ИННОВАЦИИ

**Сборник
научных трудов**

**г. Новосибирск, 03-07 декабря 2018 г.
в 9-и частях**

Часть 6

НОВОСИБИРСК
2018

УДК 62(063)
ББК 72.5я431
Н34

Н34 НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ //Сборник научных трудов в 9 ч. / под ред. Гадюкиной А.В. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2018. – Часть 6. – 181 с.

ISBN 978-5-7782-3733-9
Ч.6: ISBN 978-5-7782-3739-1

В сборнике публикуются материалы по научным направлениям: «*Электроника и биомедицинская техника*»

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

Председатель Оргкомитета:

Батаев А.А., д.т.н., профессор, ректор НГТУ

Зам. председателя Оргкомитета:

Вострецов А.Г., д.т.н., профессор, проректор по научной работе НГТУ
Филатова С.Г., к.т.н., доцент, директор ИТЦ

Программный комитет:

Драгунов В.П., д.т.н., профессор, начальник ОПК ВК
Корель И.И., к.ф.-м.н., доцент, декан ФТФ
Осьмук Л.А., д.социол.н., профессор, директор ИСТР
Рева И.Л., к.т.н., доцент, декан АВТФ
Ромм М.В., д.ф.н., профессор, декан ФГО
Саленко С.Д., д.т.н., профессор, декан ФЛА
Тимофеев В.С., д.т.н., доцент, декан ФПМИ
Хайруллина М.В., д.э.н., профессор, декан ФБ
Хрусталева В.А., д.т.н., профессор, декан РЭФ
Вильбергер М.Е., к.т.н., доцент, декан ФМА
Янпольский В.В., к.т.н. доцент, декан МТФ
Чернов С.С., к.э.н. доцент, декан ФЭН

УДК 62(063)
ББК 72.5я431

ISBN 978-5-7782-3739-1 (Часть 6)
ISBN 978-5-7782-3733-9

© Коллектив авторов, 2018
© Новосибирский государственный
технический университет, 2018

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОНИКА И БИМЕДИЦИНСКАЯ ТЕХНИКА

Секция ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ И СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

МНОГОУРОВНЕВЫЕ ИНВЕРТОРЫ. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТОПОЛОГИЙ, АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ И ПРИМЕНЕНИЙ

Е.Е. Абрамушкина, Нос О.В.

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, abr.catherine@gmail.com**

Работа посвящена сравнительному анализу топологий многоуровневых инверторов, обзору алгоритмов управления и областей применения. Кроме того, приведено краткое описание принципа работы различных схемных решений многоуровневых инверторов. В работе обсуждаются достоинства и недостатки топологий в сочетании с разными алгоритмами управления, а также особенности применения многоуровневых инверторов в промышленности.

This paper presents the relative literature survey of multilevel inverter topologies, controls, and application. In addition, a brief description of the operating principle different circuit solutions is also presents. Special attention to the advantages and drawbacks of multilevel inverter topologies with different control strategy operating is dedicated. Finally, the features of industry applications and opportunities for future development are discussed.

В настоящее время многоуровневые инверторы (МИ) широко используются для регулирования, передачи и распределения электроэнергии в диапазоне средних напряжений. Данные преобразователи применяются для работы различных вентиляторов, компрессоров, насосов, конвейеров, судовых двигателей и так далее [1-10].

Многоуровневые преобразователи представляют собой силовые устройства для преобразования напряжения, состоящие из набора полупроводниковых ключей и емкостных источников напряжения, которые, при правильном соединении, приводят к формированию на выходе многоступенчатой формы выходного напряжения.

Главными достоинствами МИ являются меньшая стоимость, возможность работать с более низкой частотой коммутации,

многоступенчатая форма выходного напряжения близкая к синусоиде и входной ток с очень низким коэффициентом гармоник [1], [2].

МИ с фиксированной нейтральной точкой имеют в звене постоянного тока разделяющие конденсаторы. Средняя точка звена (нейтральная точка) соединена со средними точками плеч инвертора, образованными последовательно соединенными силовыми ключами. К достоинствам таких МИ можно отнести наличие многоступенчатой формы напряжения и снижение требуемого номинального напряжения силовых ключей до напряжения одного разделяющего конденсатора. Основными недостатками являются значительное увеличение силовых устройств при увеличении уровней выходного напряжения и большое время обратного восстановления диода [1], [2], [4], [5], [7].

Топология МИ с плавающими конденсаторами представляет собой подобное предыдущему схемотехническое решение, в котором разделяющие диоды заменены силовыми ёмкостями. В этом случае нулевой уровень напряжения формируется путем подсоединения нагрузки к положительной или отрицательной шине питающего напряжения через плавающий конденсатор. Основным достоинством является то, что каждая фаза может быть представлена в виде последовательных силовых ячеек (модульная структура) и такой преобразователь имеет альтернативные ключевые состояния, приводящие к одинаковым уровням напряжения, которые могут быть использованы при оптимизации работы системы. Главным недостатком является большое количество компонентов схемы [1], [2], [3], [6].

Каскадные МИ реализуются путем последовательного соединения двух или более однофазных инверторов напряжения (H-мостов), питающихся от отдельных изолированных источников. Выходное напряжение фазы будет являться суммой выходных напряжений каждой ячейки и такие МИ позволяют формировать одинаковое количество уровней за счет разнообразных комбинаций состояния полупроводниковых ключей по сравнению с предыдущими топологиями. Это свойство можно использовать для распределения загрузки силовых ключей, а также для повышения отказоустойчивости. Основным недостатком топологии является требование отдельных изолированных источников, которое обеспечивается трансформатором с необходимым количеством вторичных обмоток и трехфазных выпрямителей [1], [2], [4], [5], [8].

Вместе с развитием технологии многоуровневых инверторов появилась задача разработки алгоритмов модуляции для эффективного

использования достоинств таких устройств, наиболее популярные из них обсуждаются далее.

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) с фазовым сдвигом – это ШИМ, в которой вводится фазовый сдвиг между опорными сигналами для каждой ячейки преобразователя и применяется для МИ с плавающими конденсаторами и для H-мостовых каскадных инверторов. Модулирующий сигнал – синусоида с фазой, соответствующей желаемой фазе выходного напряжения. К достоинствам такой ШИМ можно отнести равномерное распределение мощности между ячейками и возможность получить более низкий коэффициент гармоник, используя меньшую частоту опорных сигналов, учитывая увеличение коммутационной частоты выходного напряжения в несколько раз по сравнению с частотой коммутации каждой ячейки [1], [2], [3], [4].

ШИМ со сдвигом уровня организовывается путем расположения опорных сигналов с вертикальным смещением. Существует три основных способа расположения опорных сигналов: все сигналы находятся в фазе; сигналы, соответствующие положительной полуволне модулирующей синусоиды находятся в фазе, а отрицательной в противофазе к ним; сигналы чередуются по фазе. Такой способ управления в основном применяется к МИ с фиксированной нейтральной точкой и позволяет уменьшить искажения линейного напряжения (опорные сигналы в фазе). Однако, не применяют для топологий с плавающими конденсаторами и для каскадных МИ, так как это может привести к неравномерному распределению мощности между ячейками, и, как следствие, к искажениям входного тока и дисбалансу напряжений на конденсаторах [1], [2], [3], [4].

Метод выборочного подавления гармоник – это метод ШИМ с низкой коммутационной частотой, использующий разложение сигнала в ряд Фурье, в котором предусмотрено приравнивание коэффициентов нежелательных низкочастотных гармоник к нулю. Преимущество метода заключается в том, что силовые ключи переключаются несколько раз за период основной гармоники выходного напряжения, уменьшая коммутационные потери. К тому же, так как низкочастотные гармоники отсутствуют в выходном напряжении, уменьшается и выходной фильтр. Однако, такой способ не подходит для преобразователей с высокими требованиями к динамическим свойствам системы [1], [2].

Принцип пространственно-векторной модуляции заключается в задании состояния ключей преобразователя в виде пространственного

вектора, объединяющего состояния по трем выходным фазам и представляющего их на комплексной плоскости. Количество возможных пространственных векторов для МИ значительно увеличивается, что влечет понижение искажения выходного напряжения [1], [2].

МИ применяются в основном для работы в диапазоне средних напряжений и при уровне мощности более 1 МВт. Такие инверторы обычно содержат большое количество силовых ключевых элементов, что повышает риск возникновения аварии, снижает общий коэффициент полезного действия системы, увеличивает объем и стоимость устройств. Промышленность постоянно требует повышения эффективности, надежности и снижения цены преобразователей. Предметом исследования являются топологии схем МИ и наиболее распространенные алгоритмы управления. Приведен сравнительный анализ основных и гибридных топологий, алгоритмов управления. Представлены примеры применения МИ в промышленности, а также тенденции к применению в будущем [1], [2], [6], [9], [10].

Литература:

1. J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M. A. M. Prats, and M. A. Perez. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications // Proc. IEEE. – 2009. Vol. 97, N. 11. – P. 1786–1817.
2. J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications // IEEE Trans. Ind. Electron. – Vol. 49, N. 4, – P. 724–738.
3. N. Mittal, B. Singh, S. P. Singh, R. Dixit, and D. Kumar. Multilevel inverters: A literature survey on topologies and control strategies // 2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES). – 2012. P.1 – 11.
4. H. Akagi. Multilevel converters; Fundamental circuits and systems // Proceedings of the IEEE. – 2017. – Vol. 105, N 11. – P. 2048–2065.
5. Rao YV, Jayaraman M, Sreedevi VT. Neutral point clamped and cascaded H-bridge multilevel inverter topologies – A comparison. // Indian Journal of Science and Technology. – 2016. – N. 9(45). – P.1–8.
6. Amol K. Koshti and M.N. Rao. A Brief review on multilevel inverter topologies // 2017 International Conference on Data Management, Analytics and Innovation (ICDMAI). – 2017. – P. 188–193.

7. J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, and I. E. Lizama. A survey on neutral-point-clamped inverters // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – Vol. 57, N. 7 – P. 2219–2230.
8. M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, and M. A. Peérez. A survey on cascaded multilevel inverters // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – Vol. 57, N. 7. – P. 2197–2206, Jul. 2010.
9. A. Lesnicar and R. Marquardt. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range // In Proc. IEEE Power-Tech Conf., Bologna. – Italy, 2003, – P. 1–6.
10. S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon. Recent advances and industrial applications of multilevel converters // IEEE Trans. Power Electron. – 2010. – Vol. 57, N. 8, – P. 2553–2580.

**СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПОСОБОВ УПРАВЛЕНИЯ
ДЛЯ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ,
ФУНКЦИОНИРУЮЩЕГО В СОСТАВЕ
ЭНЕРГОПРЕОБРАЗУЮЩЕЙ АППАРАТУРЫ
КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА**

И.В. Александров

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, alexandrov.i2018@gmail.com**

В данной работе проведен сравнительный анализ способов управления повышающим преобразователем постоянного напряжения с замкнутой системой автоматического регулирования, проведена оценка влияния способов управления на динамические характеристики и на выбор номиналов реактивных элементов схемы с целью уменьшения масса-габаритных показателей.

In this work an analysis of different control techniques for boost DC-DC voltage converter was provided. An influence of the control methods on the dynamic characteristics and on the choice of the nominal values of reactive circuit elements with the aim of reducing the mass-dimensional parameters was evaluated.

Уменьшение масса-габаритных показателей энергопреобразующей аппаратуры космического аппарата (ЭПА КА) важная оптимизационная задача, которая в самом простом случае может быть решена повышением частоты коммутации полупроводниковых ключей силового преобра-

зователя, однако данный подход ограничен требованиями к КПД преобразователя и сложностью в подборе необходимой элементной базы из-за ограничений, накладываемых частотными свойствами элементов. В таком случае обеспечить наименьшие значения номиналов реактивных элементов, сохранив при этом желаемые динамические свойства системы можно, увеличив быстродействие системы автоматического регулирования. Целью работы было найти способы управления преобразователем при которых позволяют максимально увеличить частоту среза контура стабилизации выходного напряжения и уменьшить влияние входной индуктивности преобразователя на динамические свойства системы без ухудшения динамических свойств системы.

Повышающий преобразователь напряжения аккумуляторной батареи – импульсный преобразователь постоянного напряжения в постоянное, задачей которого является формирование стабилизированного напряжения при питании нагрузки от аккумуляторной батареи в отсутствие потока мощности от солнечной батареи в полном диапазоне изменения мощности нагрузки. Преобразователь также должен формировать заданную величину выходного импеданса на шине электропитания.

Важнейшим требованием к преобразователю является требование к его выходному импедансу, так как выбросы выходного напряжения при изменении напрямую зависят от его величины (1), влияют на выбор емкости и типа выходного конденсатора и др. Выходной импеданс преобразователя с замкнутым контуром обратной связи по выходному напряжению определяется следующим соотношением (1,2):

$$Z_{ВЫХ}^{ЗС}(s) = Z_{ВЫХ}^{РС}(s) / |1 + T_u(s)|, \quad (1)$$

где $Z_{ВЫХ}^{ЗС}$ – выходной импеданс преобразователя с замкнутым контуром обратной связи по напряжению, $Z_{ВЫХ}^{РС}(s)$ – выходной импеданс преобразователя с разомкнутым контуром обратной связи по напряжению, $T_u(s)$ – коэффициент передачи контура обратной связи по выходному напряжению.

Выходной импеданс системы с разомкнутым контуром обратной связи по напряжению без значительной потери точности можно аппроксимировать следующим соотношением (2):

$$Z_{ВЫХ}^{РС}(s) \approx 1 / (s \cdot C_o), \quad (2)$$

где C_o – величина выходной емкости преобразователя.

Следствием приведенных выше соотношений является то, что обеспечить требуемый выходной импеданс можно не только путем увеличения выходной емкости, но и обеспечив необходимую полосу пропускания и коэффициент усиления контура регулирования выходного напряжения. В (2,3) представлены соотношения для выбора данных параметров с целью обеспечения требуемого значения выходного импеданса.

Таким образом возможно сформулировать соотношение для выбора величины выходной емкости с учетом параметров контура обратной связи:

$$C_o > 1 / (2\pi \cdot f_u \cdot Z_{ТРЕБ}), \quad (3)$$

где f_u – частота среза контура обратной связи по напряжению, $Z_{ТРЕБ}$ – требуемая величина выходного импеданса.

Не менее важным аспектом при проектировании повышающего преобразователя является выбор индуктивности входного реактора. Уменьшение величины данного параметра позволяет улучшить динамические характеристики, повысить КПД и масса-габаритные показатели. Выбор индуктивности основывается на том, чтобы максимально уменьшить влияние «правого нуля» преобразователя, уведя его значение в область более высоких частот по следующему соотношению:

$$L \leq R_H^{\min} (1 - D_{\max})^2 / (3 \dots 5 \cdot \omega_u), \quad (4)$$

где R_H^{\min} – минимальная величина сопротивления нагрузки, D_{\max} – максимальное значение статического коэффициента заполнения, ω_u – циклическая частота соответствующая частоте среза контура регулирования выходного напряжения.

В данной работе были проанализированы следующие способы управления с точки зрения применимости вышеописанных принципов:

- управление по среднему значению выходного напряжения с одноконтурной САР
 - управление по мгновенному значению тока с замкнутым контуром регулирования выходного напряжения
 - управление по среднему значению тока с двухконтурной САР
- В ходе сравнительного анализа было выявлено:

Одноконтурная САР с управлением по среднему значению выходного напряжения не соответствует представленным принципам оптимизации масса-габаритных показателей и динамических характеристик преобразователя, так как при ее применении большое влияние на динамические свойства системы оказывает индуктивность входного дросселя, что выражается в невозможности увеличения быстродействия системы автоматического регулирования путем увеличения частоты среза контура регулирования выходного напряжения. С точки зрения частотных методов синтеза систем автоматического регулирования, применявшихся в данном исследовании, эта проблема заключается в значительном уменьшении фазочастотной характеристики ниже -180° , вносимым т.н. «правым нулем» преобразователя.

Для увеличения быстродействия системы автоматического регулирования необходимо применять обратную связь по входному току для исключения влияния индуктивности входного реактора на динамические характеристики: управление по мгновенному значению тока или управление по среднему значению тока. При сравнительном анализе данных методов были получены следующие результаты:

Способ управления по мгновенному значению тока позволяет реализовать более быстродействующий контур регулирования выходного напряжения, т.к. не требует замедления данного контура относительно контура регулирования входного тока. При данном способе управления частота контура регулирования выходного напряжения в 3-5 раз выше, чем при управлении по среднему значению тока, что позволяет снизить значение выходной емкости в те же 3-5 раз.

Оба режима управления позволяют применить критерий (4), однако в случае управления по среднему значению тока существует ограничение на минимальное значение индуктивности:

$$L_{\min} = \frac{1}{C_o} \left(\frac{3..5 \cdot (1 - D_{\min})}{2 \cdot \pi \cdot f_i} \right)^2 \quad (5)$$

где f_i – частота среза контура регулирования входного тока, D_{\min} – минимальное значение статического коэффициента заполнения.

При сравнении зависимости динамических характеристик повышающего преобразователя от величины входного напряжения и мощности нагрузки было выявлено, что динамические характеристики преобразователя, работающего при управлении по мгновенному току входного реактора, менее зависимы от величины данных параметров. Макси-

мальное значение выходного импеданса не увеличивается при изменении величины входного напряжения, как в случае управления по среднему значению тока, а лишь смещается в область более низких частот. В целом, частотные характеристики преобразователя при изменении величины входного напряжения в 2 раза или мощности нагрузки изменяются не заметно (т.е. менее чем на 10 дБ) при управлении по мгновенному значению тока. В случае управления по среднему значению тока данные изменения более существенны и могут привести к потере устойчивости САР. Также, при переходе в режим прерывистых токов изменение динамических характеристик преобразователя менее существенно в режиме управления по мгновенному значению тока и не влечет потери устойчивости системы.

Приведенные выше рассуждения позволяют сделать вывод, что при разработке повышающего преобразователя с оптимальными энерго-массовыми показателями приоритетным при выборе способа управления является способ управления по мгновенному значению тока входного реактора. Выбор данного способа позволяет:

- уменьшить величину емкости выходного фильтра и индуктивности входного реактора, снизив тем самым их массу и габариты.
- получить более быстродействующий контур регулирования выходного напряжения.
- получить динамические характеристики преобразователя, менее зависимые от величины входного напряжения и мощности нагрузки.

ОБУЧЕНИЕ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ОТСЛЕЖИВАНИЯ ТОЧКИ МАКСИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ ПОСЛЕ ДЕГРАДАЦИИ СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ

И.А. Белова, М.В. Мартинович
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск

Деградация солнечных батарей и, как следствие, усиление ошибки отбора максимальной мощности, особенно в установках с интеллектуальными системами управления, использующими исходные данные о поведении солнечной батареи, является серьезной проблемой. В данной работе предложено решение

данной проблемы основанное на дообучении искусственной нейронной сети в процессе работы системы преобразования электрической энергии от солнечных батарей. Обучена искусственная нейронная сеть по исходным вольт-амперным характеристикам массива солнечных батарей. Проведено моделирование с учетом сезонной деградации солнечных батарей. Дообучена нейронная сеть с постепенной деградацией и приведена оценка ошибки данного обучения.

The degradation of solar cells and, as a consequence, the increase in the maximum power take-off error, especially in installations with intelligent control systems that use raw data on the behavior of the solar battery, is a serious problem. In this paper, a solution to this problem is proposed based on the additional training of an artificial neural network in the course of the operation of a system for converting electrical energy from solar batteries. An artificial neural network was trained on the initial current-voltage characteristics of an array of solar cells. The simulation was carried out taking into account the seasonal degradation of solar cells. The neural network with gradual degradation was retrained and an error estimate was given for this training.

Несмотря на стремительно растущую популярность солнечной энергетики, производители и пользователи сталкиваются не только с проблемой низкой эффективности, но и с такой проблемой, как деградация фотопанелей.

Существует два общепринятых вида деградации солнечных батарей: это естественная деградация под действием солнечного излучения и деградация, возникающая при работе модулей под высоким напряжением.

Естественная деградация, более известная как Light Induced Degradation (LID) - это деградация, возникающая в следствии прохождения электронов через р-п-переход модуля.

Данный вид деградации характеризуется средним процентом потерь мощности в течение первого года, который обычно регламентируется производителем и составляет около 3%. В последующие годы около 0,8% [1].

Второй вид деградации – это деградация при работе на высоком напряжении (Potential Induced Degradation, PID). Этот вид деградации обычно возникает, когда внешний потенциал прикладывается к солнечной батарее непрерывно, при этом в стекле генерируются ионы Na⁺, которые создают электромагнитное поле между стеклом и ячейкой. Таким образом, медленно, после нескольких месяцев или лет эксплуатации в этих условиях, слой изоляции ослабевает.

Официальной статистики PID нет. Аккредитованная лаборатория Photovoltaik-Institut Berlin (PI Berlin) опубликовала карту анализ данных которой, показал, что PID чаще возникает в климате с:

- высокой температурой;
- высокой влажностью;
- высоким содержанием соли в воде.

Но и в континентальных районах (например, Центральная Германия) солнечные батареи также подвержены PID.

Авторы статьи [2] утверждают, что все известные PID-эффекты имеют одну общую характеристику: деградация зависит от полярности и уровня потенциала между ячейкой и землей. Чтобы лучше понять причину PID-эффекта, авторами были рассмотрены три уровня солнечной батареи – система в целом, панель, фотоэлемент. Проведя такой анализ, авторы сделали вывод, что PID-эффект можно минимизировать и даже избежать.

Особенно важно отслеживать процессы деградации солнечных батарей в автономных системах генерирования электрической энергии, когда изменяющиеся вольт-амперные характеристики могут повлечь за собой серьезные потери мощности. В работе [3] авторами была описана интеллектуальная система управления трехпортовым преобразователем постоянного тока на основе искусственной нейронной сети. Управление режимами работы преобразователя основано на использовании ИНС как ключевого звена системы управления и, так как нейронная сеть обучена по исходным ВАХ солнечной батареи, то для ее правильной работы необходимо отслеживать фактор деградации и своевременно дообучать нейронную сеть.

Исходя из проведенного обзора литературы, в данной работе был взят средний процент деградации – 2% в год или 0,5% в сезон.

В данном эксперименте использован массив солнечных батарей при стандартных условиях окружающей среды (1000 Вт/м², 25 °С): $U_{xx}=871$ В, $I_{кз}=39,2$ А, $U_{mpp1}=25580$ Вт. Данные для первичного обучения были получены путем снятия вольт-амперных характеристик модели солнечного модуля при различной освещенности и температуре. Обучающие данные были разделены по сезонам, границы которых были определены эмпирически.

Нейронная сеть содержит входной слой, один скрытый слой и один выходной. Входными данными сети являются: температура, напряжение и ток солнечного модуля. Сигнал выходного нейрона равен напряжению, при котором достигается максимальная мощность солнечного

модуля. Нейронная сеть обучалась на данных, которые включали в себя 90 вольт-амперных характеристик в диапазоне освещенностей от 10 до 1000 Вт/м² и температур от -30 до +50 °С. Данные об освещенности не будут учитываться при обучении работе нейронной сети, но их необходимо хранить для формирования новой обучающей выборки после деградации.

В качестве первоначального критерия адекватности обучения была использована средняя квадратичная ошибка (MSE). Так как нейронная сеть каждый сезон будет дообучаться новым данным, было определено оптимальное количество нейронов в скрытом слое – 14, при этом величина ошибки составила 0.0173.

Как было проверено на модели, после деградации солнечной батареи на 2%, напряжение в точке максимальной мощности падает на 14 В, следовательно, с каждым годом солнечная батарея будет терять все больше мощности.

Для того, чтобы избежать данной проблемы, искусственную нейронную сеть необходимо подвергать дополнительному обучению после деградации.

Как правило, фотоэлектрические станции устанавливаются в летний период, и в случае предложенного алгоритма отслеживания точки максимальной мощности имеется первично обученная нейронная сеть по исходных ВАХ, полученным при моделировании либо в лабораторных условиях. Как уже отмечалось ранее, обучающий массив должен охватывать все сезоны по освещенности и температуре. Корректно настроенная и обученная система будет с успехом работать, пока не пройдет определенное время и не произойдет деградация. Для этого в памяти системы управления должны храниться таблицы со значениями освещенности, температуры и напряжением в точке максимальной мощности (таблица имеет ограниченный размер, определяемый количеством ВАХ, участвующих в исходном обучении).

Если в зоне данного сезона находится ВАХ с наиболее близкими значениями освещенности и температуры и данные по оптимальному напряжению давно не обновлялись, то система снимает новую ВАХ, помещает ее в массив обучающих данных и проводит дообучение нейронной сети.

Такой эксперимент проводился в программном обеспечении Matlab. В данном эксперименте ВАХ деградированной солнечной батареи снижались и постепенно заменялись в исходной обучающей таблице. Следовательно, новая обучающая таблица включала в себя как данные о

поведении деградированной солнечной батареи в текущем сезоне, так и исходные данные, которые хранят информацию о других сезонах.

Таким образом, при постепенной деградации 0,5% в сезон, дообучаем ИНС. В качестве результатов, по которым можно оценить адекватность обучения, в таблице 2 приведена MSE. Как можно заметить, наихудший результат получается весной т.к. практически все данные уже обновлены с деградацией в 1,5%, но ИНС все еще хранит первоначальные данные о летнем сезоне, которые существенно отличаются.

Таблица 2

Сезон	Лето	Осен	Зима	Вес	Лето
Деградация	0%	0,5%	1%	1,5%	2%
MSE	0.017	1.730	1.744	7.12	1.587
	3	8	9	59	9

Также был проведен эксперимент обучения нейронной сети упрощенным градиентным методом, который показал сопоставимые результаты. Исследования в данном направлении продолжаются.

Литература:

1. E. B. on 10 M. 2017 V. clear explanation on simple way U. so many P. plant owners not familiar with this problem A. well I. suggest to add material for P. repairing Reply, 'PID & LID: Devastating Phenomena for PV plants', Sinovoltaics - Your Solar Supply Network, 28-Sep-2015. [Online]. Available: <http://sinovoltaics.com/quality-control/pid-lid-devastating-phenomena-pv-plants/>. [Accessed: 02-Oct-2018].
2. S. Pingel et al., 'Potential Induced Degradation of solar cells and panels', in Conference Record of the IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 2010, pp. 002817–002822.
3. Автономный преобразователь электрической энергии с интеллектуальной системой управления на основе искусственной нейронной сети для фотовольтаики / И.А. Белова, М.В. Мартинович, В.А. Сколота, И.И. Канюков // Доклады АН ВШ РФ. – 2018. – № 1 (38). – С. 36–53.

СХЕМА ВЫДЕЛЕНИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО СИГНАЛА С ПОВЫШЕННЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ СИНФАЗНОГО СИГНАЛА

Д.Б. Буй, П.Ф. Баранов

Национальный исследовательский Томский политехнический университет, г. Томск, bientomsk@mail.ru

Для сравнения двух сигналов одинаковой частотой и выделения их разности широко применяются синхронные усилители с дифференциальным входом (СУДВ). Одним из параметров, от которого зависит разрешающая способность СУДВ, является коэффициент ослабления синфазного сигнала инструментального усилителя входного каскада [1]. В данной работе предложены различные схемотехнические решения с целью повышения K_{OCC} инструментального усилителя.

The lock-in amplifiers with differential input (LIADI) are widely used for comparison of two signals of the same frequency and highlighting their differences. One of the parameters on which the resolution of LIADI depends is common-mode rejection ratio of the instrumentation amplifier (INA) of the input stage. In this paper, different circuit solution with the aim of increasing the CMRR of an INA has been proposed.

Выходное напряжение инструментального усилителя определяется согласно следующей формуле:

$$\dot{U}_{ВЫХ} = f(\dot{U}_д, \dot{U}_с) = \dot{K}_д \dot{U}_д + \dot{K}_с \dot{U}_с = \dot{K}_д (\dot{U}_д + \dot{U}_с / \dot{K}_{OCC})$$

где $\dot{U}_д, \dot{U}_с$ – входные дифференциальное и синфазное напряжения; $\dot{U}_{ВЫХ}$ – напряжение на выходе ИУ; $\dot{K}_д, \dot{K}_с$ – коэффициенты усиления дифференциального и синфазного напряжений; $\dot{K}_{OCC} = \dot{K}_д / \dot{K}_с$ – коэффициент ослабления синфазного сигнала ИУ.

В результате анализа различных параметров инструментальных усилителей в работе была предложена применить микросхему PGA207 [1] для реализации схемы выделения дифференциального сигнала. Используемая микросхема имеет низкий $K_{OCC} = 100$ дБ при $K_d = 10$.

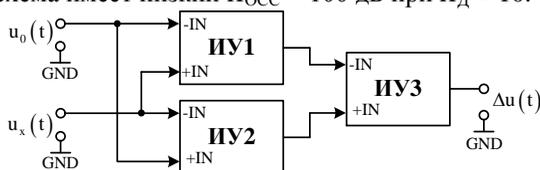


Рисунок 1 – Схема соединения трех инструментальных усилителей

Увеличение подавления синфазного сигнала можно реализовать схемой соединения трех ИУ (рис. 1), входной каскад которого обеспечивает дифференциальные вход/выход для последнего ИУ [2]. Выходное напряжение предлагаемой схемы образуется в результате вычитания соответствующих выходных напряжений ИУ1 и ИУ2 третьим ИУ3.

Если примем, что инструментальные усилители входного каскада идентичны, то выходное напряжение предлагаемой схемы рассчитывается по формуле:

$$\dot{U}_{ВЫХ} = \dot{U}_0 / \dot{K}_{ОСС} \dot{K}_{ОСС3} \quad (1)$$

Из формулы видно, что коэффициент ослабления синфазного сигнала данной схемы увеличивается на $K_{ОСС3}$ раз по сравнению со схемой на одном ИУ. Зависимости выходного напряжения предлагаемой схемы от комбинации коэффициентов ослабления синфазного сигнала ИУ1-ИУ3, рассчитанные по формуле (1) при синфазных сигналах $U_{X}\cos(\omega t)=U_0\cos(\omega t)$ с амплитудой 10В и $K_{ОСС.ИУ1,2} = 100\text{дБ}$ представлены на рис. 2.

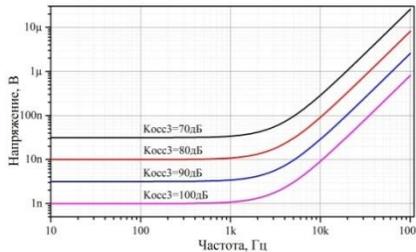


Рисунок 2 – Зависимости выходного напряжения от $K_{ОСС3}$

Другой способ повышения $K_{ОСС}$ инструментального усилителя представлен на рис. 3. Погрешности, обусловленные наличием входного синфазного сигнала и конечным $K_{ОСС}$ выделяются ИУ1. Полученное напряжение на выходе ИУ1 через инвертор попадает на вход REF ИУ2 [3].

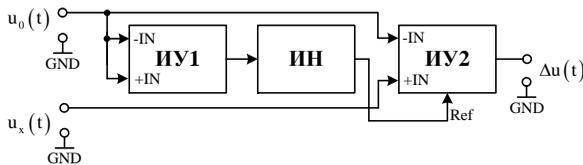


Рисунок 3 – Схема компенсации погрешности от синфазного сигнала

Если добиться равенство передаточных функций инструментальных усилителей, то окончательное выходное напряжение формируется согласно выражению:

$$\dot{U}_{ВЫХ} = \dot{K}_Д (\dot{U}_X - \dot{U}_0 + (\dot{U}_X + \dot{U}_0) / 2\dot{K}_{ОСС} + \dot{U}_0 \dot{K}_И / \dot{K}_{ОСС})$$

При сравнении двух одинаковых сигнала $U_X \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$, модуль и фаза напряжения на выходе ИУ со схемой компенсации погрешности от синфазного сигнала будут определяться в соответствии с выражениями:

$$|U_{ВЫХ}| = \sqrt{U_0^2 \frac{1 + 2K_И \cos \varphi_И + K_И^2}{K_{ОСС}^2}}; \varphi_{ВЫХ} = \arctg \left(\frac{K_И \sin \varphi_И}{1 + K_И \cos \varphi_И} \right) \quad (2)$$

Зависимости напряжения на выходе ИУ PGA207 от модуля (при 180° фазовом сдвиге) и фазы (при единичном модуле) коэффициента передачи инвертора, рассчитанные по формуле (2) при синфазных сигналах $U_X \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$ с амплитудой 10В представлены на рис. 4.

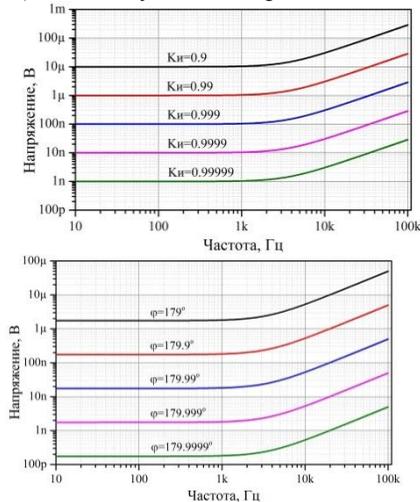


Рисунок 4 – Зависимости $U_{ВЫХ.PGA207}$ от модуля и фазы $K_И$

Из графиков следует, что применение схемы компенсации погрешности от синфазного сигнала позволяет повысить $K_{ОСС}$ схемы вычитания на ИУ, при этом также требуется учитывать как коэффициент передачи инвертора по амплитуде, так и по фазовому сдвигу.

К недостаткам обеих схем компенсации погрешности от синфазного сигнала относятся следующие: невозможность сравнения сигналов бо-

лее 10В из-за малых напряжений питания ИУ; неидентичность K_{OCC} различных ИУ; необходимость реализации инвертора с погрешностью меньшей погрешности коэффициента усиления дифференциального сигнала ИУ и имеется точной фазо-частотной характеристикой.

Вышеперечисленные недостатки устраняются при организации следящего питания для инструментального усилителя [1,4] (рис. 5).

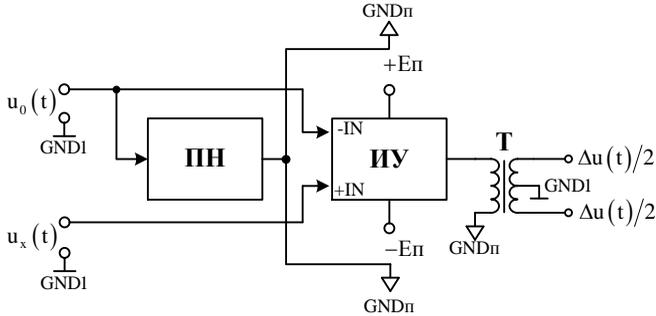


Рисунок 5 – Схема выделения дифференциального сигнала
Выходное напряжение ИУ относительно GND_{Π} :

$$\dot{U}_{Вых} = \dot{K}_д (\dot{U}_x - \dot{U}_0 + (\dot{U}_x + \dot{U}_0) / 2 \dot{K}_{OCC} - \dot{U}_0 \dot{K}_{\Pi} / \dot{K}_{OCC})$$

При сравнении двух одинаковых сигнала $U_x \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$, модуль и фаза напряжения на выходе ИУ с организацией следящего питания будут определяться в соответствии с выражениями:

$$|U_{Вых}| = \sqrt{U_0^2 \frac{1 - 2K_{\Pi} \cos \varphi_{\Pi} + K_{\Pi}^2}{K_{OCC}^2}}; \varphi_{Вых} = \arctg \left(\frac{-K_{\Pi} \sin \varphi_{\Pi}}{1 - K_{\Pi} \cos \varphi_{\Pi}} \right) \quad (3)$$

Зависимости напряжения на выходе ИУ PGA207 от модуля (при нулевом фазовом сдвиге) и фазы (при единичном модуле) коэффициента передачи повторителя, рассчитанные по формуле (3) при синфазных сигналах $U_x \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$ с амплитудой 10В представлены на рис. 6.

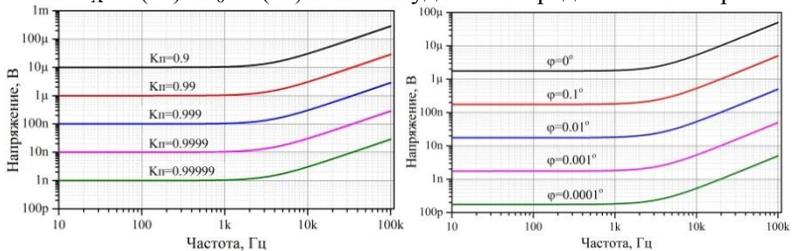


Рисунок 6 – Зависимости $U_{Вых.PGA207}$ от модуля и фазы K_{Π}

Видно, что организация следящего питания для ИУ позволяет увеличить $K_{\text{ОСС}}$, при этом требуется учитывать как коэффициент передачи повторителя по амплитуде, так и по фазовому сдвигу.

В данной работе были предложены различные схемотехнические решения с целью повышения $K_{\text{ОСС}}$ инструментального усилителя, выявлены их недостатки и преимущества.

Литература:

1. Синхронные усилители для метрологического обеспечения измерительных преобразователей / П.Ф. Баранов; Национальный исследовательский Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2013. – 161 с.
2. Moshe Gerstenhaber and Chau Tran. Composite Instrumentation Amp Extends CMRR Frequency Range 10x. Electronic Design February 4, 2002.
3. Журавин Л.Г. Методы электрических измерений /Л.Г. Журавин, М.А.Мариненко, Е.И.Семенов, Э.И.Цветков // Под.ред. Э.И.Цветкова. Л.: Энергоатомиздат, 1990. - 288 с., ил.
4. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1980. – 248 с., ил.

ТЕХНОЛОГИЯ ПОЛУЧЕНИЯ КВАНТОВЫХ ТОЧЕК КРЕМНИЯ В МАТРИЦЕ CaF_2

А.А. Величко, В.А. Илюшин, А.Ю. Крупин

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, krupin@corp.nstu.ru**

В данной работе продемонстрирована фотолюминесценция от нанокристаллов Si, встроенных в диэлектрическую матрицу CaF_2 и сформированных на поверхности подложки Si(111). Видимая фотолюминесценция отчетливо наблюдалась в темном помещении при комнатной температуре. Максимум длины волны спектра приходился на 664 нм, ширина на полувысоте превышала 150 нм. При пониженной температуре (77 К) фотолюминесценция не наблюдалась.

In this paper, photoluminescence from Si nanoclusters embedded in the dielectric CaF_2 matrix and formed on the Si(111) substrate is demonstrated. Visible photoluminescence was clearly observed in a dark room at room temperature. The peak wavelength of the spectrum was a 664 nm and the full width at half maximum (FWHM)

exceeded 150 nm. At a lower temperature (77 K), no photoluminescence was observed.

Рост структур $(\text{Si}+\text{CaF}_2)/\text{CaF}_2/\text{Si}$ проводился в установке молекулярно-лучевой эпитаксии «Катунь-100» в замкнутом технологическом цикле на подложках $\text{Si}(111)$ КДБ-20. В качестве источника молекулярного пучка фторида кальция использовался источник резистивного типа с тиглем из стеклоуглерода, пучок кремния формировался электронно-лучевым испарителем. Для контроля процессов роста установка оснащена дифрактометром быстрых электронов. Стандартная предэпиксимальная обработка подложек кремния включала в себя стадии очистки в органических растворителях, травливание окисла в HF и формирование пассивирующего окисла в $\text{H}_2\text{O}:\text{H}_2\text{O}_2:\text{HNO}_3$.

После загрузки подложки в камеру роста, пассивирующий окисел удалялся отжигом при температуре $\sim 700^\circ\text{C}$ в слабом потоке кремния. При этой же температуре выращивался буферный слой Si до появления отчетливой дифракционной картины $\text{Si}(111)-(7\times 7)$, Рис. 1. Далее температура подложки понижалась до $\sim 300^\circ\text{C}$ и поддерживалась на протяжении всего роста структуры. Давление в камере поддерживалось на уровне 10^{-7} Па.

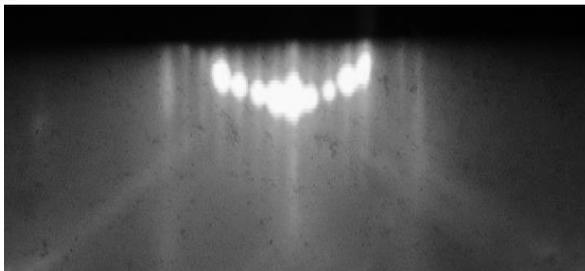


Рис. 1. Картина ДБЭ от поверхности $\text{Si}(111)$ после выращивания буферного слоя

Скорость осаждения CaF_2 и Si калибровались по осцилляциям интенсивности зеркального рефлекса ДБЭ в процессе эпитаксиального роста, Рис. 2. Период повторения максимумов интенсивности соответствует времени формирования одного монослоя [1].

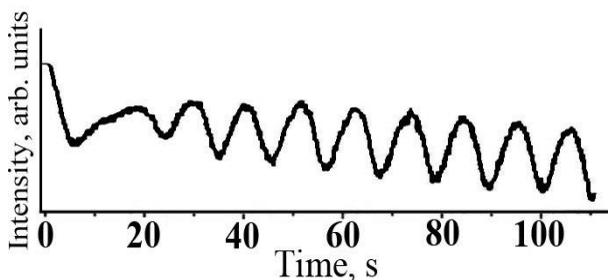


Рис. 2. Осцилляции центрального рефлекса ДБЭ в процессе роста буферного слоя кремния Si(111)

Вначале на подложку осаждался монокристаллический слой CaF_2 . Затем слой нанокристаллов Si встроенных в CaF_2 ($\text{Si}+\text{CaF}_2$), был образован путем совместного испарения Si и CaF_2 из двух источников. Скорости осаждения Si и CaF_2 имели соотношение 1 : 3 и составляли соответственно 0,16 А/с и 0,48 А/с. Далее, для предотвращения роста кластеров кремния по нормали от поверхности подложки выращивался слой CaF_2 . Дальнейшим чередованием слоев ($\text{Si}+\text{CaF}_2$) и CaF_2 была выращена структура толщиной ~42 нм. Это было сделано для повышения интенсивности фотолюминесценции. Толщины каждого из слоев CaF_2 и ($\text{Si}+\text{CaF}_2$) составляли ~2 нм.

Впоследствии сформированные структуры отжигались при температуре ~700⁰С в течение 20 минут для формирования нанокристаллов кремния. Эксперименты по исследованию фотолюминесценции (ФЛ) проводились в ИФП СО РАН.

Спектр фотолюминесценции полученных структур приведен на Рис. 3. Для возбуждения фотолюминесценции использовались He-Cd лазер с длиной волны излучения 325 нм мощностью 10 мВт и YAG-лазер с длиной волны 527 нм и мощностью 140 мВт. Регистрация спектров фотолюминесценции выполнялась с помощью двойного дифракционного монохроматора и кремниевой CCD-матрицы. Измерения спектров проводились при комнатной температуре. Фотолюминесценцию можно было наблюдать невооруженным глазом в темном помещении.

Максимум излучения наблюдается на длине волны 664 нм. Полная ширина на полувысоте превышает 150 нм. При возбуждении образца длиной волны излучения 325 нм в спектре наблюдается дополнительный максимум на длине волны 450 нм с полной шириной на полувысоте

порядка 50 нм, который отсутствует в спектре фотолюминесценции при возбуждении длиной волны 527 нм.

Фотолюминесценция, скорее всего, обусловлена квантово-размерным эффектом в нанокристаллах кремния, внедренных в матрицу фторида кальция.

Известно, что малая поверхностная энергия $\text{CaF}_2(111)$ обеспечивает трёхмерный механизм роста Si на CaF_2 (по механизму Фольмера-Вебера). Следовательно, при одновременном осаждении из двух источников Si и CaF_2 на слой $\text{CaF}_2(111)$ атомы кремния будут формировать кластеры в матрице диэлектрика. Варьируя температуру роста и соотношение потоков Si и CaF_2 можно изменять размеры нанокристаллов Si и плотность их зарождения. Использование отжига позволяет скорректировать размеры кремниевых нанокристаллов и получить нанокристаллы, встроенные в CaF_2 слой, диаметром 5 – 10 нм [2]. Известно, что расположение тонкого (5 – 10 нм) слоя Si между слоями широкозонного диэлектрика CaF_2 приводит к эффекту квантового ограничения [3].

В то же время известно, что фотолюминесценция в сверхрешетках Si/ CaF_2 в видимом диапазоне спектра наблюдается только при толщине слоев кремния менее 3 нм [4]. Учитывая, что в наших образцах фотолюминесценция наблюдалась в видимом диапазоне, можно сделать вывод, что размеры нанокристаллов кремния менее 3 нм. То, что полуширина спектра на полувысоте превысила 75 нм, вероятно, обусловлена разбросом нанокристаллов кремния по размеру.

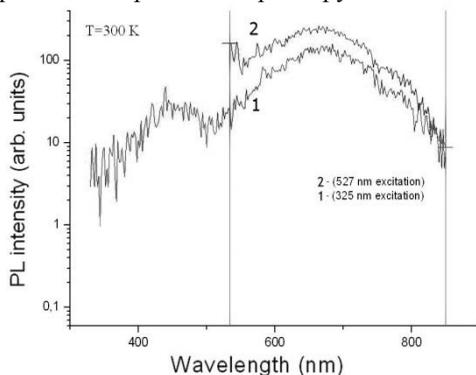


Рис. 3. Спектры фотолюминесценции: 1) возбуждение He-Cd лазером; 2) возбуждение YAG-лазером

Исследование фотолюминесценции данного образца повторно проводилось через 3 месяца. Интенсивность фотолюминесценции и ширина спектра не изменились. Соответственно можно предположить, что с течение времени структура не деградирует. При пониженной температуре (77К) ФЛ не наблюдалась.

Исследование выполнено в рамках государственного задания № 16.4643.2017/7.8.

Литература:

1. Velichko A.A., Ilyushin V.A., Krupin A.U. Gavrilenko V.A., Filimonova N.I. Analysis of the oscillation intensity of RHEED specular reflection during the MBE growth of $\text{CaF}_2/\text{Si}/\text{CaF}_2$ structures // Journal of Surface Investigation, 2016. V.10. № 5. – pp. 912 – 916.
2. Watanabe M., Matsunuma T., Maruyama T., Maeda Y. Electroluminescence of nanocrystal Si embedded in single-crystal $\text{CaF}_2/\text{Si}(111)$ // Jpn. J. Appl. Phys. 1998. V.37. – pp. L591 – L593.
3. Ioannou – Sougleridis V., Ouissse T., Nassiopoulou A. G., Bassani F., Arnaud d'Avitaya F. Nonlinear electrical transport in nc-Si/ CaF_2 multilayer structures with ultrathin CaF_2 layers // J. Appl. Phys. 2001. V.89 (1) – pp.610 – 614.
4. Ioannou-Sougleridis V., Nassoipoulou A.G., Quisse T. Electroluminescence from silicon nanocrystals in superlattices // Appl. Phys. Lett. 2001. V.79. №13. – pp.2076 – 2078.

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМ TOF UWB ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В ТУННЕЛЯХ ГОРНЫХ ВЫРАБОТОК

М.В. Костенко, В.А. Гридчин
Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, kostenkom.v@yandex.ru

В работе описываются результаты исследований, связанных с применением метода позиционирования по времени пролета (ToF) сверхширокополосного (UWB) сигнала для позиционирования персонала в шахте. Проведено моделирование и эксперимент по определению наиболее значительных источников погрешности определения местоположения.

The paper describes the results of research related to the use of positioning method, based on time of flight of ultrawideband signal. Modelling and experiment were carried out to determine most significant sources of errors for calculation of position.

Для обеспечения безопасности труда на угольных шахтах должны быть установлены системы позиционирования персонала. [1] Для решения данной задачи применяются различные методы, наиболее распространенным из которых является определение зоны нахождения при помощи RFID меток. Применяются и другие методы, однако, ни один из них не дает точность лучше +/- 1 метр, что соответствует лучшему классу по ПНСТ 17 – 2014. [2]

В данной работе рассматривается возможность применения метода определения местоположения при помощи времени пролета сверхширокополосного сигнала (ToF UWB). По предварительным оценкам данный метод должен позволить достичь точности, соответствующей требованиям лучшего класса ПНСТ 17 – 2014. [3, 4], а также хорошо подойти с практической точки зрения для применения в шахтах благодаря устойчивости к многолучевому распространению.

На рисунке 1 представлена схема макета системы для определения местоположения по рассматриваемому методу:



Рисунок 1 – схема экспериментальной установки.

Данный макет построен на базе системы SBGPS фирмы «Гранч». [1] Экспериментальная система включает в себя устройство оповещения (УО), являющиеся позиционируемыми мобильными объектами и базовые станции (БС), являющиеся узлами с известным местоположением, относительно которых проходит позиционирование. В ходе работы устройства были дополнены программно-аппаратными средствами, позволяющими проводить измерение расстояние между БС и УО по методу ToF UWB.

Принцип измерения заключается в обмене радиосигналами между модулями позиционирования на БС и УО. Устройство оповещения инициирует радиобмен и отправляет первое сообщение, получает ответ от БС и отправляет ответ с данными на БС. При этом все моменты отправки и приема сигнала фиксируются временными метками – 3 радиопередачи, соответственно 6 меток на 2 модулях. После чего исходя из полученных временных меток и скорости распространения электромагнитных волн легко рассчитывается расстояние между модулями по формуле:

$$S = \left(\frac{(T_{RT} - T_{ST1} - (T_{SA} - T_{RA1})) + (T_{RA2} - T_{SA} - (T_{ST2} - T_{RT}))}{4} \right) \times C$$

Где:

S – рассчитанное расстояние между модулями;

C – скорость света;

T_{ST1} – момент отправки с УО инициализирующего сообщения;

T_{RT} – момент прием ответа на УО;

T_{ST2} – момент отправки сообщения с данными с УО;

T_{RA1} – момент приема инициализирующего сообщения на БС;

T_{SA} – момент отправки ответа с БС;

T_{RA2} – момент приема сообщения с данными на БС;

В результате проведения предварительных экспериментов данной системы было установлено:

- В случае отсутствия изменения внешних параметров, влияющих на результат измерения, система определяет расстояние с точностью до +/- 10 см.
- В реальной системе будет происходить изменение ряда параметров, влияющих на результат измерения. К ним можно отнести: дрейф часов, изменение температуры, напряжения питания модулей, изменение мощности сигнала (при увеличении расстояния между модулями или в силу влияния диаграммы направленности). Изменение данных параметров ухудшило точность определения местоположения до +/- 30 см.
- Ключевым является правильный выбор алгоритма расчета местоположения по нескольким измерениям. Несмотря на обеспечение достаточно точного определения расстояния по используемому методу,

применение стандартных алгоритмов трилатерации и триангуляции в шахте затруднено в силу сложностей реализации соответствующей инфраструктуры – наиболее подходящим для шахт является линейное размещение БС, в котором данные алгоритмы при расчёте конечного местоположения могут внести значительную ошибку в силу размещения БС на одной линии. Размещение с обеспечением значительной разницы в углах направлений на соседние БС (что необходимо для эффективной работы данных алгоритмов) требует частой установки БС и приводит к высокой стоимости системы. Определение оптимальных алгоритмов и возможных путей дополнения и улучшения системы (как аппаратное, так и программное) является направлением дальнейшей работы.

Литература:

1. МФСБ В УГОЛЬНОЙ ШАХТЕ – ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ И ОПОВЕЩЕНИЕ ПЕРСОНАЛА / А. Ю. Грачев, А. В. Новиков, К. В. Паневников, Д. Б. Терехов // научно-технический журнал №2-2016 Вестник – с. 121-129

2. ПНСТ 17 – 2014. Система наблюдения и оповещения об аварии людей – Москва: Стандартинформ, 2015 – 24 с.

3. *Костенко М.В. Зотов И.А.* Применение модулей DWM1000 для системы позиционирования в шахте // 1st RUSSIAN NATIONAL CONFERENCE NMST-2016, SESSION III, JUNE 26-29, SEDOVA ZAIMKA – Новосибирск, 2016 - с. 148 -152

4. В. Barua, N. Kandil, N. Hakem On performance study of TWR UWB ranging in underground mine [Electronic resource] // 2018 Sixth International Conference on Digital Information, Networking, and Wireless Communications (DINWC), Beirut, 25-27 April 2018, Lebanon. – Beirut, 2018. – P. 28-31. – URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8356990> / (accessed: 30.10.2018).

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ РЕГУЛЯТОРОВ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С УМНОЖИТЕЛЕМ ТОКА

Д.В. Кочнев, А.В. Овчаренко, А.В. Удовиченко
Новосибирский Государственный Технический Университет,
г. Новосибирск, kochnev_uka@mail.ru

Предлагаются и исследуются новые схемы безтрансформаторных транзисторных регуляторов переменного напряжения, которые могут быть использованы как компенсаторы реактивной мощности. Рассматриваются две схемы построения трехфазных регуляторов переменного напряжения. Вторая схема рассматривается в двух вариантах.

New schemes of transformerless transistor AC voltage regulators, which can be used as reactive power compensators, are proposed and investigated. Two schemes for constructing three-phase AC voltage regulators are considered. The second scheme is considered in two versions.

Первая схема, рис. 1, представляет собой повышающий регулятор переменного напряжения, отличительной особенностью которого является расположение нагрузки, которая подключается между сетью и активным фильтром, что накладывает ограничение на возможную сферу эксплуатации данной схемы.

Вторая схема, рис. 2, представляет собой повышающий регулятор переменного напряжения, его особенность в том, что сеть расположена между нагрузкой и реактивными элементами, эта особенность так же накладывает ограничения на эксплуатацию, устройство предназначено для автономных нагрузок.

Третья схема, рис. 3, представляет собой упрощенный вариант второй схемы. Подобным образом, данный регулятор может быть использован как компенсатор реактивной мощности, подобное устройство позволяет снизить затраты на электроэнергию и улучшить качество потребляемой энергии.

Представленные регуляторы могут быть использованы как кондиционеры качества напряжения, устройства плавного пуска асинхронных двигателей, компенсаторы реактивной мощности, компенсаторы провалов сетевого напряжения.

В качестве силовых ключей в схеме используются полностью управляемые полупроводниковые приборы, транзисторы. Управление регуляторами осуществляется при помощи широтно-импульсной модуляции.

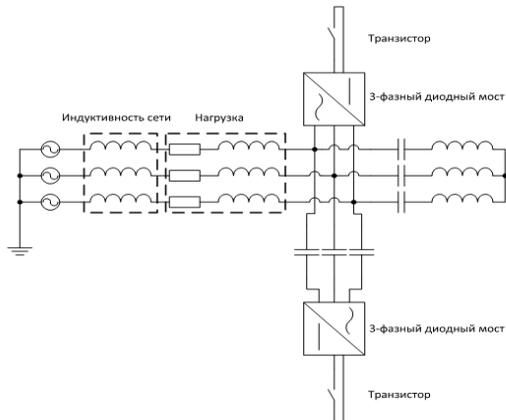


Рис.1 Упрощенная схема регулятора переменного напряжения

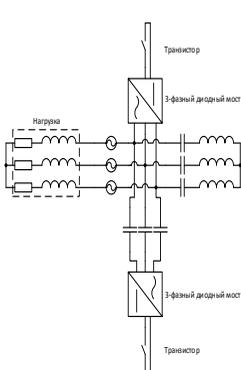


Рис.2 Упрощенная схема регулятора переменного напряжения

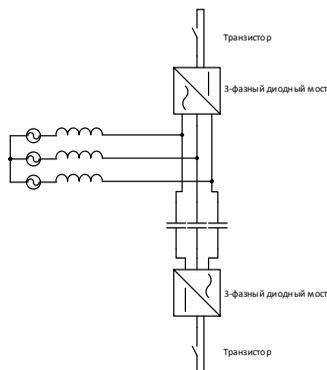


Рис.3 Упрощенная схема компенсатора реактивной мощности

Литература:

1. *Удовиченко А.В.* Регуляторы переменного напряжения с улучшенной электромагнитной совместимостью для электротехнических систем улучшения качества электрической энергии: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. – Новосибирск, 2013. – 170 с.

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ (1С2-2L)

Д.А. Курочкин, А.В. Гейст, Д.А.Штейн
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск. denis963258@gmail.com

В различных системах электропитания, как в автономных, так и в стационарных, не последнюю роль играет масса и габариты устройств. Цель данной работы – исследование повышающего импульсного преобразователя с дополнительной индуктивностью, создание математической модели такого преобразователя и сравнение его с классическим повышающим boost преобразователем.

In various power supply systems, both in autonomous and in stationary, the mass and dimensions of the devices are very important. The purpose of this work is researching of boost converter with additional inductance, mathematical model creating of this converter and comparison it with the classical boost converter.

В современном мире широкое распространение имеют однотактные импульсные преобразователи. Они популярны благодаря своей простоте, сравнительно высокому КПД, широким диапазоном регулирования выходного напряжения. Но при всех их достоинствах схемы не идеальны и часто имеют большие массогабаритные параметры, обусловленные жесткими требованиями к качеству производимой электрической энергии. Все это заставляет инженеров вести исследования по поиску и разработке альтернативных решений. И в данной работе предлагается одно из таких решений.

В данной работе рассматривается повышающий импульсный преобразователь с дополнительной индуктивностью 1С2-2L, что означает: однотактный преобразователь второго рода.

Включение в схему дополнительной емкости и индуктивности призвано уменьшить пульсации выходного напряжения. Цель данной работы –разработать математическую модель схемы 1С2-2L преобразователя, а также провести сравнение этой схемы по энергетическим показателям с классическим повышающим Boost преобразователем.

Для схемы преобразователя с дополнительной индуктивностью были получены выражения, позволяющие определить мгновенные значения токов и напряжений на всех элементах схемы.

В программном пакете Psim, были построены модели преобразователей, с учетом посчитанных значений для всех элементов. Получены

осциллограммы токов и напряжений для элементов схемы. Так же для 1С2-2L преобразователя получены осциллограммы с помощью математической модели.

Результаты моделирования показали, что математическая модель соответствует модели построенной в программном пакете Psim. Из этого можно заключить, что математическая модель, несмотря на допущения, сделанные при ее создании, достаточно точно описывает схему, и выражения, описывающие зависимость пульсации тока или напряжения на элементе от параметров этих элементов, могут использоваться для расчётов параметров элементов повышающего преобразователя с дополнительной индуктивностью.

Форма пульсации выходного напряжения преобразователя с дополнительной индуктивностью близка к синусоидальной, тогда как пульсации в boost преобразователе имеют треугольную форму, размах пульсации в схеме с дополнительной индуктивностью $\Delta U_{Cн} = 0.51$ В, а в схеме boost преобразователя $\Delta U_{Cн} = 0.49$ В. При этом выходная емкость boost преобразователя $C_p = 129$ мкФ, в то время, как суммарная используемая емкость в 1С2-2L преобразователе 60 мкФ что более чем в 2 раза ниже. Так же дополнительная емкость может быть уменьшена. Это позволяет использовать в преобразователе более чем в 3 раза меньше конденсаторов чем в boost преобразователе. Форма и размах пульсации входного тока схемы с дополнительной индуктивностью и boost преобразователя не отличаются. Индуктивность входного дросселя 130 мкГн в обеих схемах, однако в схеме с дополнительной индуктивностью присутствует дополнительный дроссель 10 мкГн что несколько увеличивает массу прибора.

Заключение

Преобразователь с дополнительной индуктивностью является хорошей заменой классическому повышающему boost преобразователю, он имеет некоторые недостатки, в частности дополнительную индуктивность. Так же более сложную систему расчёта элементов схемы. Но при его использовании количество используемых конденсаторов значительно сокращается. Нет необходимости переделывать систему управления, так как передаточные характеристики преобразователей одинаковы. Созданная математическая модель соответствует схеме, и полученные выражения для расчета элементов схемы могут быть применены при создании такого преобразователя.

В дальнейшем планируется собрать реальный макет двух схем и провести численное сравнение массы устройств, качества выходного

напряжения, его гармонического состава. А также сравнить динамику работы этих двух преобразователей.

Литература

1. А.В. Гейст, А.В. Сидоров, Д.В. Коробков, Повышающий DC/DC Преобразователь с Дополнительной Индуктивностью для Системы Энергоснабжения Космического Аппарата // г.Новосибирск 2012г.
2. R.W. Erickson, Fundamentals of Power Electronics // USA, New York, 1997. — 883 p.
3. В.С. Моин, Стабилизированные транзисторные преобразователи // Москва. Энергоатомиздат, 1986. — 376 с.
4. O. Mourra, A. Fernandez, F. Tonicello, Buck Boost Regulator (B²R) for spacecraft Solar Array Power conversion // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Palm Springs, CA, USA, 2010, pp 1313-1319.

ИЗМЕРЕНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ГЛАВНЫХ КОНТАКТОВ ВАКУУМНОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ МЭМС АКСЕЛЕРОМЕТРА

И.В. Рогатко, В.А. Гридчин
Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, roгатko.ilya@mail.ru

В работе описываются результаты исследований по применению емкостных МЭМС акселерометров для измерения параметров движения главных контактов вакуумного выключателя. Проведены эксперименты по измерению ускорения контактов во время выполнения коммутационных операций «включение» и «отключение» вакуумного выключателя, а также определены временные характеристики. Предложена методика расчета скорости по полученным данным.

The paper describes the results of research related on the use of capacitive MEMS accelerometers for measuring the motion parameters of the main contact of the vacuum circuit breaker. Experiments were carried out to measure contact acceleration during the switching operation vacuum circuit breaker and also defined temporal characteristics. The method of calculating the speed according to the acceleration data was proposed.

В настоящее время системы измерения механических параметров работы промышленного оборудования является неотъемлемой частью цикла производства и эксплуатации. Они позволяют обеспечить требуемый уровень надежности работы, обеспечить контроль параметров во время всего срока эксплуатации.

Примером такого оборудования являются, вакуумные выключатели для которых контроль параметров хода главных контактов является одним из ключевых этапов производства. Определение и контроль таких параметров как скорость, расстояние и временные характеристики хода контактов во время коммутационных операций обеспечивает требуемые характеристики работы данного оборудования. [1]

Широкое применение для измерения данных параметров до настоящего времени нашли системы с оптическими методами регистрации. Однако современный уровень развития техники в области инерциальных микроэлектромеханических (МЭМС) сенсоров определения линейного положения объекта позволяет рассмотреть возможность проведения измерений искомых параметров с применением методов отличных от оптических [2, 3]. Также данный подход увеличивает степень интеграции измерительного оборудования так что впоследствии, можно отказаться от применения специализированной оснастки крепления измерительного оборудования тем самым оптимизировав цикл производства на данном этапе.

В работе была построена измерительная система с использованием в качестве сенсоров МЭМС-акселерометров, которые непосредственно были закреплены на конструкцию привода вакуумного выключателя, который механически связан с главным контактом [4]. В ходе проведения исследований по разработке способа крепления для сенсоров была показана влияния этого способа на точность полученных данных. Из экспериментальных данных следует, что для увеличения точности измерения необходимо обеспечить жесткое соединение между сенсором и конструкций, в которой необходимо свести к минимуму демпфирующие свойства.

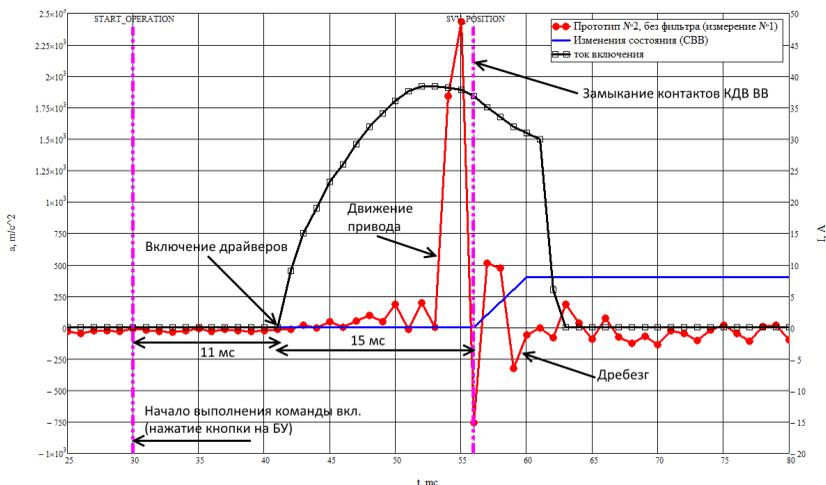


Рис. 1 Графическая интерпретация экспериментальных данных полученных при выполнении команды включения вакуумного выключателя (КДВ – камера дугогасительная вакуумная, ВВ- вакуумный выключатель, БУ – блок управления ВВ)

По полученным данным ускорения хода контактов (рис.1) в момент выполнения коммутационных операций были предложены алгоритмы расчета скорости и определения других временных параметров, таких как собственное время выполнения операции, время дребзга контактов и время полета контакта. В алгоритме расчета скорости для повышения точности определения был введен поправочный безразмерный коэффициент, который был определен экспериментально, при определении данного коэффициента были использованы стационарные параметры сенсоров (среднее квадратичное отклонение и модуль амплитуды колебаний при отсутствии коммутационных операций). Алгоритм определения временных параметров коммутационных операций основан на применении флагов событий, в качестве которых были использованы значения ускорения по модулю с акселерометров с привязкой к времени события.

По результатам серии экспериментов было показано, что полученные экспериментальные результаты с МЭМС акселерометров согласуются с полученными данными с технологического оборудования, которое применяется в настоящее время. Это показывает целесообразность

проведения дальнейших исследований в данном направлении по созданию технологического измерительного оборудования с применением МЭМС акселерометров.

Литература:

1. *Набатов К.А., Афонин К.А.* Высоковольтные вакуумные выключатели распределительных устройств. – Тамбов: Издательство ГОУ ВПО ТГТУ, 2010. – 52 с.
2. *Джексон Р.* Новейшие датчики. Москва: «Техносфера», 2007. – 384 с.
3. *Шарапов В. М., Полищук Е. С., и др.* Датчики. Москва: «Техносфера», 2012. – 624 с.
4. *Рогатко И. В.* Исследование возможности применения МЭМС акселерометра для измерения параметров вакуумного выключателя: дис. ... выпускная квалификационная работа: 28.04.01. – Новосибирск, 2018. – 74 с.

РАЗРАБОТКА НЕЙРОСЕТЕВОГО АЛГОРИТМА ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Севостьянов Н.А., Исаков И.В., Р.Л. Горбунов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, glasspleases@gmail.com**

Предлагается использование нейросетевого алгоритма для оптимального управления асинхронным электроприводом. Данный алгоритм даёт возможность оптимального управления электроприводом с точки зрения энергоэффективности и влияния на питающую сеть без информации о точной математической модели и параметрах электродвигателя.

It is proposed to use a neural network algorithm of optimal control for asynchronous motor drive. The algorithm allows optimal control of a motor drive from the viewpoint of energy efficiency and the impact on power grid without information about an exact mathematical model and parameters of the motor.

Одним из важнейших направлений исследования в области управления электродвигателями является повышение их энергоэффективности. Исходя из факта, что большинство промышленных электроприводов большую часть времени работают при частичной нагрузке, в 1977 в

НАСА [1] был предложен метод повышения энергетических показателей АД (увеличение КПД) за счёт регулирования магнитного потока АД путём регулирования величины напряжения на обмотках статора при нагрузке двигателя ниже номинальной. От величины питающего напряжения, а следовательно, и от величины коэффициента регулирования преобразователя, зависит не только КПД, но и такие энергетические показатели как коэффициент мощности, критический момент АД и показатели гармонических искажений сетевых токов (для непосредственных преобразователей переменного напряжения) [2, 3]. Необходимо регулировать питающее напряжение таким образом, чтобы поддерживать энергетические показатели всей системы в целом на оптимальном уровне при различных параметрах АД.

В качестве алгоритма оптимального управления выбрана система управления на базе нейронных сетей. По своей сути, нейронные сети являются аппаратной или программной реализацией численных методов решения задачи нелинейной оптимизации, что идеально подходит для решения поставленной задачи.

Активная разработка теории управления нелинейными объектами с использованием нейронных сетей началась ещё с 90-х годов [4, 5]. Были показаны принципиальная возможность и эффективность использования нейронных сетей для управления нелинейными объектами. Примерно в то же время нейронные сети стали использовать для задач управления электроприводами, однако множество работ по оптимальному управлению АД с использованием нейронных сетей решают статическую задачу оптимального управления, где нейронная сеть используется в качестве неадаптивного нелинейного регулятора, при этом исследования чаще нацелены на оптимизацию энергопотребления АД, оставляя остальные энергетические показатели системы без внимания.

Алгоритм разрабатывается для управления непосредственным трёх-фазным понижающим широтно-импульсным преобразователем (ШИП) переменного напряжения. Общая структурная схема исследуемой системы изображена на рисунке 1.

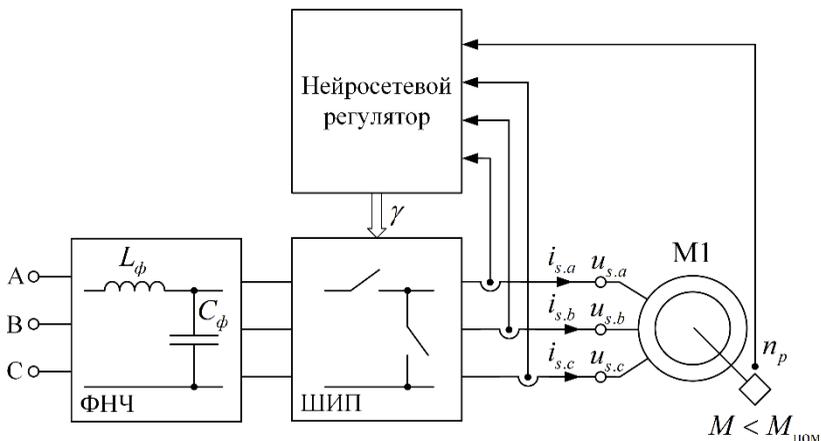


Рисунок 1 – Структурная схема исследуемой системы

Цель исследования – разработка нейросетевого алгоритма оптимального управления понижающим ШИП переменного напряжения асинхронного электропривода.

Объект исследования – система «понижающий ШИП переменного напряжения – асинхронный электродвигатель»

Предмет исследования – энергетические показатели понижающего ШИП переменного напряжения и асинхронного электродвигателя.

Поставленная цель достигается решением следующих задач:

1. Исследование энергетических показателей системы.
2. Разработка математической модели системы.
3. Формулировка критериев оптимальности системы.
4. Разработка алгоритма обучения нейросетевого регулятора по критериям оптимальности.
5. Создание и испытание экспериментального макета для оценки адекватности разработанного алгоритма управления.

Литература

1. U.S. Patent 4 052 648. Power factor control systems for ac induction motor / Nola F.J. – declared 04.10.1977.
2. Радина Е.В. Алгоритмы регулирования напряжения асинхронных двигателей // Электротехника. – 1983. – № 5. – С. 32–34.
3. Горбунов Р.Л., Посконный Г.И. Упрощенная модель для анализа гармонических искажений в понижающей преобразователей переменного

го напряжения // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 3. – С. 159–169.

4. *Narendra K.S., Parthasarathy K.* Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks // IEEE Transactions on Neural Networks. – 1990. – vol.1. – p. 4–27.

5. *Sanjay Kumar Mazumdar*, Adaptive Control of Nonlinear Systems Using Neural Networks: The thesis for PhD degree / Faculty of Engineering Department of Electrical and Electronic Engineering – Adelaide, Australia, 1955. – p. 262.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА ОСНОВЕ ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

А.В. Селиванов, О.Г. Ку克林
Новосибирский Государственный Технический Университет,
г. Новосибирск,

Предлагается и исследуется имитационная модель синхронного электропривода на основе синхронного двигателя с постоянными магнитами и автономного инвертора напряжения. Данная схема позволяет создать синхронный привод в пределах мощности 11 кВт, позволяющий регулировать частоту в пределах от 1 до 50 Гц. Система управления такого привода значительно упрощена и позволяет снизить стоимость привода, для данного класса задач.

A simulation model of a synchronous electric drive based on a synchronous motor with permanent magnets and an Autonomous voltage inverter is Proposed and investigated. This scheme allows you to create a synchronous drive within the power of 11 kW, which allows you to adjust the frequency from 1 to 50 Hz. The control system of such a drive is greatly simplified and allows to reduce the cost of the drive for this class of tasks.

Первая схема, рис. 1, представляет собой общую схему поясняющую принцип работы электропривода в целом.

Вторая схема, рис. 2, представляет собой схему управления синхронным приводом.

Система управления, в целом, представляет собой устройство, формирующее несущие трехфазные сигналы напряжения, необходимые для создания ШИМ-сигналов управления транзисторов инвертора.

Формирование модулирующих трехфазных напряжений происходит под действием обратной связи по скорости. От источника задающего напряжения сигнал суммируется с сигналом обратной связи по скорости и поступает на пропорционально-интегральный регулятор, позволяющий напряжению плавно достигнуть задаваемого значения.

Ограничение напряжения и коррекция осуществляются соответствующими блоками. Для коррекции амплитуды напряжения, из которого формируются, несущие трехфазные сигналы напряжения для ШИМ инвертора применяется источник напряжения смещения. В то же время, сигнал обратной связи по скорости поступает на сумматор формирователя частоты, где складывается с сигналом источника задающего частоту. Пропорционально-интегральное звено позволяет избежать статической ошибки, приводя сигнал на выходе к заданной величине, через некоторое время, благодаря обратной связи. Сигнал напряжения и частоты поступают в преобразователь – формирователь системы трехфазных несущих напряжений, с выхода которого эти сигналы поступают на входа компараторов и сравниваются с треугольным опорным напряжением частотой от 10 кГц до 30 кГц, формируя на выходе компаратора ШИМ-сигнал управления ключами инвертора.

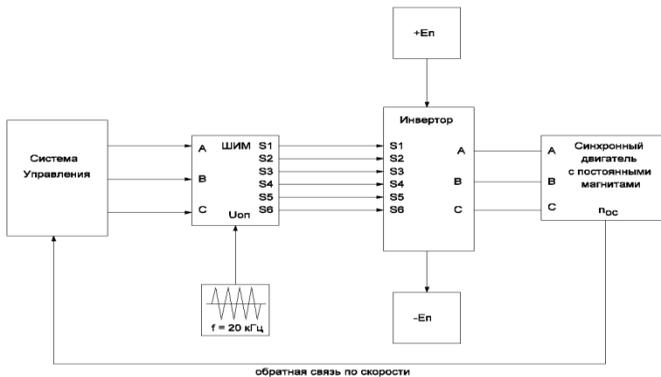


Рис.1 Схема модели синхронного привода

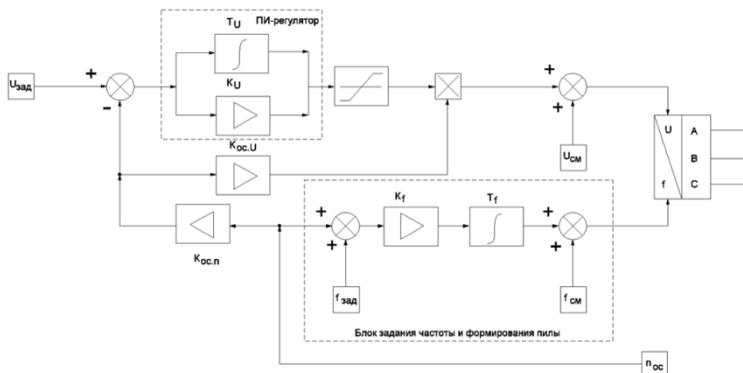


Рис.2 Схема управления синхронным приводом

Литература:

1. Завьялов В.М, Абд Эль Вхаб А. Р. Дифференциальное управление моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами. // «Современный электропривод». - 2012, № 1 - С. 8-15.
2. Rvkin Sergey . Sliding mode for synchronouselectric drive / Eduardo Palomar Lever-CRC Press-2011, - 208 с.
3. Абд Эль Вхаб А. Р., Каракулов А.С., Дементьев Ю.Н., Кладиев С.Н. Сравнительный анализ векторного управления и прямого управления моментом синхронного электродвигателя с постоянными магнитами. // «Известия Томского политехнического университета» - 2011, Т. 319, №4. С- 93-99.

РАЗРАБОТКА НАБЛЮДАТЕЛЯ ДЛЯ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ ПУСКА ТРЕХКАСКАДНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

В.Е. Сидоров, М.А. Жарков, С.А. Харитонов

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, reksarpk@gmail.com**

В работе решается проблема бездатчикового частотного пуска трехкаскадной синхронной машины с помощью математического алгоритма наблюда-

тель. Трехкаскадная синхронная машина выступает в качестве электростартера для авиационного газотурбинного двигателя.

The paper presents a solution to the problem of a sensorless frequency start of a three-stage synchronous machine using an observer mathematical algorithm. The three-stage synchronous machine acts as an electric starter for an aircraft gas turbine engine.

На данный момент, общее направление исследований и разработок в области авиастроения опирается на актуальную концепцию «Более Электрический Самолёт» (БЭС). Данная концепция подразумевает переход от механических, гидравлических и пневматических систем управления узлами самолета к полностью электрическим системам. Так же концепция БЭС включает в себя кроссплатформенную интеграцию всевозможных авиационных систем, таких как топливная, система кондиционирования, система электроснабжения, взлетно-посадочные устройства, вспомогательная силовая установка (ВСУ), маршевый двигатель и другие. В связи с этим требуется повышение уровня электрификации летательных аппаратов, связанную с повышением мощности потребления электроэнергии бортовыми устройствами. А также остро стоит задача повышения энергоэффективности электрооборудования самолетов [1].

В рамках этих критериев представляется целесообразным интегрировать стартер и генератор вспомогательной силовой установки в одном агрегате – трехкаскадном синхронном генераторе (ТСГ). Вспомогательная силовая установка (ВСУ) – это малоразмерный газотурбинный двигатель (ГТД), который обеспечивает автономную предполетную подготовку и резервное энергообеспечение при возникновении нештатных ситуаций летательных аппаратов [2]. ТСГ представляет из себя объединённые на одном валу три синхронные машины: основная машина, возбуждатель (обращенный синхронный генератор), подвозбудитель (синхронная машина с возбуждением от постоянных магнитов). Возбуждение основной машины осуществляется через вращающийся диодный выпрямитель [3]. Данные электрические машины имеют высокий уровень надежности в связи с отсутствием щеточных узлов.

В стартерном режиме, согласно режиму пуска ГТД, необходимо осуществить разгон двигателя до скорости равной 55% от номинальной за 45 секунд с заданным темпом. Перед основным запуском ГТД осуществляется режим «холодной прокрутки». В этом режиме выполняется раскрутка до скорости равной 25% от номинальной, что позволяет проверить работоспособность узлов ГТД, очистить камеру сгорания от

остатков топлива, продуктов сгорания, а также создать давление в масляной системе [4].

С точки зрения управления ТСГ с ГТД на валу представляет из себя синхронную машину с возбуждением и моментом нагрузки зависящими от скорости вращения. Таким образом, представляется актуальным использование частотного синхронного пуска ТСГ, который требует слежение за углом поворота ротора.

Стандартная конструкция ТСГ не включает в себя датчик поворота ротора, а дополнение конструкции требует сложных согласований и изменение технологического процесса изготовления трехкаскадных синхронных генераторов.

В связи с этим предлагается использовать математический алгоритм вычисления угла поворота ротора, называемый «наблюдатель». Алгоритм основывается на вычислении потокосцепления по известным уравнениям синхронной машины в альфа-бетта неподвижной системе координат, используя доступные значения напряжений и токов машины [5].

Структура наблюдателя содержит внутренние обратные связи для уменьшения влияния шумов и изменения параметров машины, в силу теплового воздействия. Параметры обратных связей были настроены на минимальную частоту для смещения частотной границы работы наблюдателя к около нулевой частоте. Однако, при нулевой скорости в алгоритме работы реализовано отключение внутренних обратных связей для обеспечения возможности вычисления начального положения ротора.

Работоспособность системы была проверена с помощью имитационного моделирования в программном пакете PSIM, в котором были реализованы модели ТСГ, инвертора напряжения и системы управления. Трехкаскадная синхронная машина с ГТД на валу в качестве нагрузки, имитирована в виде синхронной машины в которой реализованы зависимости изменения возбуждения и нагрузки от скорости вращения вала. Система управления представляет из себя двухконтурную двухканальную замкнутую систему автоматического регулирования во вращающейся системе dq координат. Внутренний контур осуществляет регулирование тока по продольной и поперечной оси, а внешний – регулирование скорости согласно заданию. Угол поворота ротора для синхронизации вращающейся системы координат поступает от наблюдателя.

Заключение

В результате работы проведено математическое моделирование синхронного пуска трехкаскадного синхронного генератора без датчика

положения ротора до требуемой скорости равной 55% от номинальной за заданное время 45 секунд. Наблюдатель способен оценить начальное положение ротора при отклонении параметров машины на 10%. Максимальная погрешность вычисления угла порога ротора с помощью наблюдателя составила не более 10%, что является приемлемым в частотном управлении. В дальнейшем планируется усовершенствование алгоритма работы и проведение экспериментальных испытаний.

Литература

1. Воронович С. Полностью электрический самолет / С. Воронович, В.Д. Каргопольцев, В.В. Кутахов// Авиапанорама медиа. – 2009. – №2. – С. 14-17.
2. Локай В.И. Газовые турбины двигателей летательных аппаратов. Теория, конструкция и расчет/ В.И. Локай, М.К. Максимова, В.А. Стрункин. – М.: Машиностроение. – 1991. – 512 с.
3. Иноземцев А.А. Основы конструирования авиационных двигателей и энергетических установок. Том 3/ А.А. Иноземцев, М.А. Нихамкин, В.Л. Сандрацкий. – М.: Машиностроение. – 2007. – 232 с.
4. Жарков М.А., Харитонов С.А., Сидоров В.Е., Куприянов А.Д. Электростартерная система запуска газотурбинного авиационного двигателя // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2018. (неопубликованное)
5. Sidorov V. E. et al. Applying the estimation system for synchronization of thyristor rectifier operating from the permanent magnet synchronous machine //Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 2017 18th International Conference of Young Specialists on. – IEEE, 2017. – С. 579-583.

АНАЛИЗ СХЕМ ИМПЕДАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИ РАБОТЕ НА ДВИГАТЕЛЬ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

А.С. Филатова, С.А. Харитонов
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, fialenas@gmail.com

В статье проводится анализ и расчёт некоторых схем импедансных цепей, которые в перспективе могут быть применимы в стартер-генераторных си-

стемах с двигателями переменного тока. Свойства таких схем позволяют преодолевать основные ограничения, присущие традиционным преобразователям. Область применения схем включает в себя широкий класс преобразователей, инверторы напряжения и инверторы тока. Расчёт различных схем позволяет выявить наиболее эффективную из них для использования при работе на двигатель переменного тока.

This article analyzes and calculates some impedance circuits. The impedance inverters are suitable for systems with AC motors in a starter-generator systems. The unique circuit's properties allow them to overcome the basic limitations of traditional converters. The impedance circuits include a wide class of converters, voltage inverters and current inverters. Calculation and comparison of various circuits allow to identify the most suitable circuits for AC motors in a starter-generator systems.

Традиционные стартер-генераторные системы с двигателями переменного тока построены по принципу работы от сети переменного тока, в качестве которой может выступать как бортовая сеть летательного аппарата (ЛА), так и аэродромный источник питания. Для автономного запуска авиационного двигателя (АД) чаще всего применяются электростартеры на основе двигателей постоянного тока. Для интеграции функций генерирования электрической энергии и запуска АД в генераторе переменного тока необходимо разработать систему, осуществляющую работу в стартерном режиме аккумуляторной батареи (АБ). Таким образом, можно использовать систему, включающую в себя, АБ, повышающий преобразователь постоянного тока и инвертор напряжения. При этом переменное напряжение инвертора ограничено напряжением в звене постоянного тока. Напряжение АБ может варьироваться от 16 В до 32 В, а выходное действующее напряжение инвертора варьируется в пределах от 0 В до 120 В. Таким образом, необходимо осуществить повышение напряжения до 17 раз с помощью повышающего преобразователя. Как правило, конструктивно этот вопрос решается последовательным соединением повышающих преобразователей. Каждый из них имеет собственную систему управления. Кроме того, в инверторах напряжения необходимо обеспечить «мертвое время», чтобы избежать короткого замыкания стойки. Вследствие этого повышается сложность реализации системы управления и ее стоимость, проявляется нестабильность работы системы на малых оборотах двигателя. Вносимое мертвым временем синфазное напряжение в этих системах вызывает паразитный подшипниковый ток, что может привести к преждевременному отказу двигателя.

Указанные выше ограничения можно исключить, если использовать в подобных системах, вместо повышающего преобразователя и инвертора, только импедансные инверторы. Они не требуют введения мертвого времени, поскольку короткое замыкание стоек используется как рабочий режим. Подобные схемы позволяют получить высокий коэффициент усиления напряжения АБ, улучшить коэффициент мощности [1], улучшить гармонический состав тока, уменьшить значение синфазного напряжения.

Традиционно в системах с двигателями использовался классический импедансный инвертор [2], Z-инвертор, представленный на Рисунке 1.

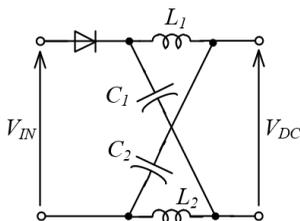


Рисунок 1. Импедансный инвертор

В дальнейшем различные вариации на основе исходной схемы не рассматривались для применения в системах с двигателями переменного тока, несмотря на то, что многие из них позволяют получить повышенный коэффициент усиления, сохранив изначальные особенности импедансных цепей. Однако эти схемы имеют некоторые недостатки, такие как наличие большого числа элементов. Наиболее популярным стало использование квази-импедансного звена, показанного на Рисунке 2.

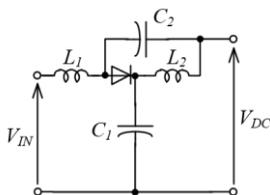


Рисунок 2. Квази-импелансный инвертор

Целью работы является расчет и сравнение некоторых импедансных схем для отбора наиболее подходящей из них для применения в систе-

мах с двигателями переменного тока, в частности стартер-генераторных системах. Основными параметрами, которые необходимо сравнить в различных схемах, являются токовая загрузка диодов и массогабаритные показатели пассивных элементов схем. В ходе работы было предложено исследовать следующие схемы: квази-импедансный инвертор, А-образный импедансный инвертор, LCST-схема квази-импедансного инвертора (Рисунок 3), импедансный инвертор с дополнительными емкостями и с дополнительными диодами (Рисунок 4). Наличие магнитных элементов в схеме, высокочастотных трансформаторов и связанных индуктивностей, позволяет повысить коэффициента усиления по напряжению и улучшить производительность преобразователей [5].

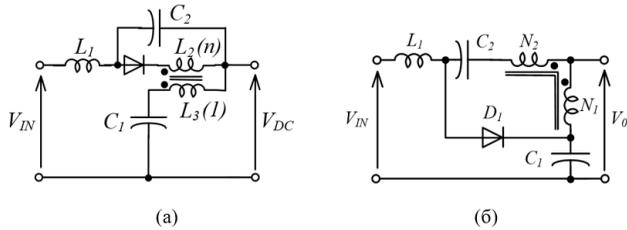


Рисунок 3. LCST-схема квази-импедансного инвертора (а), А-образный импедансный инвертор (б)

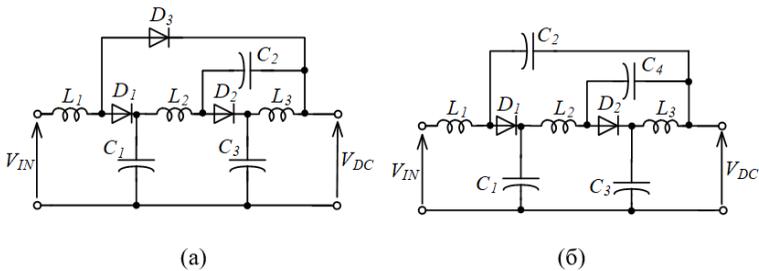


Рисунок 4. Импедансный инвертор с дополнительными диодами (а), импедансный инвертор с дополнительными ёмкостями (б)

Для расчёта схем используется анализ работы схем на каждом такте, для проверки теоретического результата выполнено моделирование в программном пакете PSIM. Работа позволяет выявить наиболее подходящую из предложенных схем для использования в дальнейших исследованиях.

Литература:

1. Peng F.Z, Joseph A., Wang J. Z-Source Inverter for Motor Drives // IEEE Transactions on Power Electronics. – jul. 2005, – vol.20, № 4. – P. 857-863.
2. Anderson J., Peng F.Z Four quasi-Z-Source Inverters // 39th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC–2008), 15–19 June 2008: Proceedings. – Rhodes, Greece, 2008. –P. 2743–2749.
3. U. Supatti, F. Z. Peng Z-source inverter with grid connected for wind power system // IEEE Energy Conversion Congress Exposition (ECCE 2009), sept. 20–24. – P 398–403.
4. Y. Kim, S. Sul, A novel ride-through system for adjustable-speed drives using common-mode voltage // IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, – sep. 2001, – № 5. – P. 1373-1382.
5. Yam P. Siwakoti, F. Blaabjerg, V. P. Galigekere, A. Ayachit, M. K. Kazimierczuk A-Source impedance network // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – doi 10.1109/TPEL.2016.2579659.

МНОГОКОМПОНЕНТНЫЙ МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЙ ГИРОСКОП С АНТИФАЗНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ РЕЖИМА ДВИЖЕНИЯ

Ло Ван Хао, Т.Г. Нестеренко
Национальный исследовательский Томский университет,
lovanhao@mail.ru

В данной работе будет рассмотрена конструкция многокомпонентного микроэлектромеханического (МЭМС) гироскопа, представляющего собой LL-тип с двумя степенями свободы. В новой конструкции многокомпонентного МЭМС гироскопа используются две симметричные развязывающиеся гребенчатые структуры. В гироскопе применяются антифазные первичные колебания для режима движения с целью устранения низкочастотных паразитных компонентов. Для определения необходимой информации о его механической конструкции, служащую возбуждению первичных колебаний подвижных масс, теоретический и экспериментальные анализы частотной характеристики были проведены.

In this paper, we consider the design of a multicomponent microelectromechanical (MEMS) gyroscope, which is an LL-type with two degrees of freedom. In the new design of the multicomponent MEMS gyro, two symmetric decoupled comb structures

are used. In the gyroscope, anti-phase primary oscillation is used for the driving mode in order to eliminate low-frequency parasitic components. To determine the necessary information about its mechanical structure, which serves to excite the primary oscillations of moving masses, theoretical and experimental analysis of the frequency response were carried out.

В настоящее время разработка МЭМС гироскопов является актуальной темой, привлекающей особенное внимание ученых и производителей. Обладая многими преимуществами, такими как малогабаритная конструкция, высокая надежность, малое энергопотребление и низкая стоимость, МЭМС гироскопы широко применяются в различных областях, таких как бытовая, медицинская, военная техника для решения многих сложных задач навигации, управления и мониторинга. Несмотря на популярное применение, МЭМС гироскопы имеют недостатки. Их конструкция в размере нескольких микрометров очень чувствительна к изменениям окружающей среды, вызывающим изменения частотной характеристики, в результате которых снижается точность и чувствительность МЭМС. Это ограничение МЭМС гироскопов может быть преодолено путем создания новой перспективной и надёжной конструкции, которая способна игнорировать влияние окружающей среды. В данной статье будет представлена данная конструкция МЭМС гироскопа. Новизна новой конструкции МЭМС гироскопа заключается в особенности движения подвижных масс при совершении первичных колебаний в режиме движения и возможности изолирования сенсорного движения инерционных масс от первичных колебаний [1].

МЭМС гироскоп имеет два режима работы: режим движения и режим чувствительности. При наличии переносной угловой скорости в режиме чувствительности инерционные тела под действием сил Кориолиса совершают колебания, амплитуда которых пропорциональна величине угловой скорости. Конструкция МЭМС гироскопа показана на рисунке 1. В гироскопе имеются два подвижных тела, соединенных между собой упругими элементами. Благодаря этим упругим элементам, подвижные тела могут совершать антифазные первичные колебания, которые приводят к антифазным Кориолисовым откликам в режиме чувствительности.

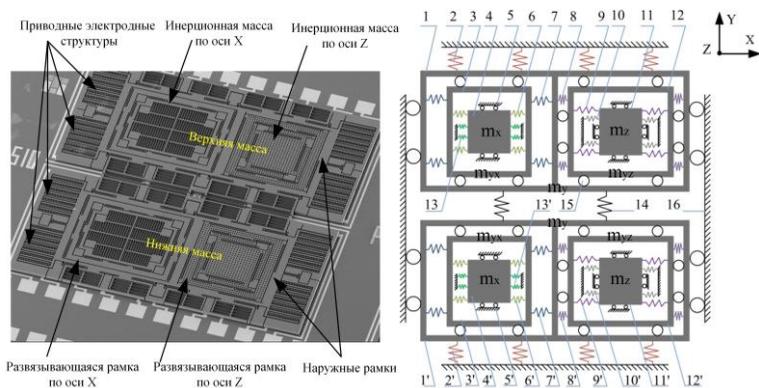


Рис. 1. Микроэлектромеханическая конструкция гироскопа

Микромеханическая архитектура предложенного МЭМС гироскопа содержит две одинаковые подвижные конструкции, обозначенные верхней и нижней массами, соединенные между собой центральными упругими элементами 14 для синхронизации антифазного движения в режиме движения. Каждая подвижная конструкция состоит из наружной рамки 1, двух развязывающихся рамок 3, 12 и двух инерционных тел 4, 11 с емкостными сенсорными структурами [2-5]. Инерционные тела на упругих подвесах 6, 9 в развязывающих рамках, которые связаны с наружными рамками через упругие элементы 7, 8. Эти упругие элементы ограничивают движение наружных, развязывающихся рамок и инерционных тел исключительно по соответствующими осями. Такая конструкция позволяет изолировать движение инерционных масс по направлению режима движения. С инерционными телами и наружными рамками связаны подвижные электроды, которые вместе с неподвижными электродами образуют сенсорные и приводные электродные структуры. Идеальные линейные уравнения движения верхней массы имеют вид:

$$(m_y + m_{yx}) \cdot \ddot{y}_1 + (\mu_{y1} + \mu_y) \cdot \dot{y}_1 + (k_{y1} + k_y) \cdot y_1 - \mu_y \cdot \dot{y}_2 - k_y \cdot y_2 = F_{ЭЛ} \quad (1)$$

$$(m_y + m_{yx}) \cdot \ddot{y}_2 + (\mu_{y1} + \mu_y) \cdot \dot{y}_2 + (k_{y1} + k_y) \cdot y_2 - \mu_y \cdot \dot{y}_1 - k_y \cdot y_1 = -F_{ЭЛ} \quad (2)$$

где m_y – масса наружной рамки, которая совершает первичные колебания; k_y – жесткость упругих элементов между наружными рамками;

k_{y1} – жесткость упругих элементов, на которых установлены наружные рамки на подложке; μ_y и μ_{y1} – коэффициенты демпфирования между двумя наружными рамками и между каждой наружной рамкой, соответственно.

Частотная характеристика режима движения МЭМС гироскопа показана на рисунке 2. Режим движения имеет два резонансные частоты: синфазного и антифазного движения [6]. Для улучшения производительности МЭМС гироскопа первичные колебания режима движения возбуждаются на антифазной резонансной частоте, которая составляет 12.53 кГц. Механическое соединение верхней и нижней масс через упругие элементы сцепления гарантирует, что их резонансные колебания происходят на одинаковой частоте даже при наличии дефектов изготовления. Однако, как показано на рисунке 2, на частоте 12.2 кГц также возникают колебания с меньшей амплитудой по сравнению с антифазными колебаниями. Эти колебания называются синфазными. Это объясняется тем, что асимметрия из-за несовершенства будут вызывать некоторое движение на более низкой антифазной резонансной частоте.

Из частотной характеристики можно получить еще важную информацию, являющуюся сдвигом фазы измеренного сигнала при резонансе, который равен 90 град., а после резонанса фаза сигнала достигает 250 град., затем не удерживается на достигаемом значении. Фаза резко убывает до начального значения. Причина этого явления состоит в наличии паразитных компонентов, таких как паразитные емкости. Сдвиг фазы 90 град при резонансе имеет решающее значение для построения автоматической системы управления колебаниями режима движения.

Так в данной работе была представлена новая конструкция МЭМС гироскопа, экспериментально определена частотная характеристика режима движения МЭМС гироскопа. С помощью частотной характеристики определен параметр, а именно сдвиг фазы первичных колебаний, на основании которого настраивается система управления первичными колебаниями. В новой конструкции МЭМС гироскопа с симметричным расположением верхней и нижней масс может уменьшено влияние технологии изготовления.

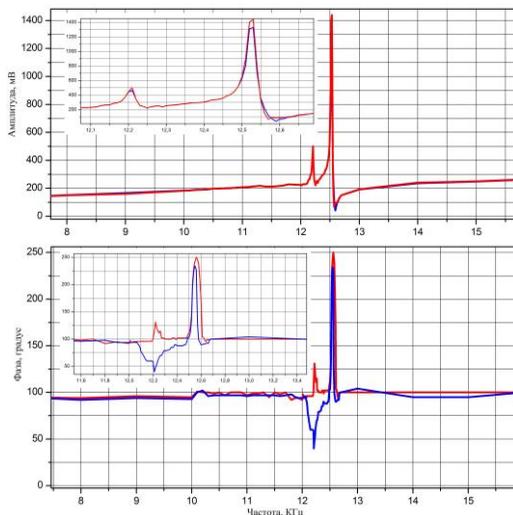


Рисунок 2- Частотная характеристика режима движения МЭМС гироскопа

Работа выполнена в Томском политехническом университете при финансовой поддержке Минобрнауки России, ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014-2020 годы». Соглашение № 14.578.21.0232, уникальный идентификатор RFMEFI57817X0232.

Литература

1. Nesterenko T.G., Lysova O.M., Koleda A.N., Barbin E.S., Kolchuzhin V.A., Patent. No.2503924 IPC G01C19/5712(2014).
2. Barbin E.S. dis. cand. Tech. Science (2016), pp.111-116.
3. Sergey Vtorushina and Tamara Nesterenko, Conf. MATEC Wed **48**, 02002(2016).
4. P. Baranov, T. Nesterenko, E. Tsimbalist, E. Barbin, A. Koleda, S. Vtorushin, Proc. 14th IMEKO TC10 Workshop on Tech.I Diag. (2016).
5. T. Nesterenko, S. Vtorushin, E. Barbin, A. Koleda, IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. **81**(2015).
6. Adam R. Schofield, Alexander A. Trusov, and Andrei M. Shkel, "Multi-Degree of Freedom Tuning Fork Gyroscope Demonstrating Shock Rejection" IEEE SENSORS 2007 Conference - p.120-123.

ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОСИСТЕМНОЙ ТЕХНИКИ ДЛЯ ВИБРОАКУСТИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА ОБОРУДОВАНИЯ

Д.А. Чистяков, В.А. Гридчин
Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, dachistyakov@yandex.ru

В работе описываются результаты исследований, связанных с применением инерциальных МЭМС датчиков для контроля эксплуатации машинного оборудования на примере задачи по определению несанкционированного проезда на ленточном конвейере. Проведено моделирование и эксперимент по определению признаков регистрируемых колебаний. Реализована цепь эффективной обработки сигнала с МЭМС датчика.

The paper describes the results of research related to the use of inertial MEMS sensors to monitor the operation of machinery on the example of the task of determining unauthorized moving on a belt conveyor. Modelling and experiment were carried out to determine specific signs in registered signal. An efficient digital processing chain was implemented.

На промышленных предприятиях существуют проблемы, связанные с эксплуатацией машинного оборудования, источником которых может являться как износ, так и нарушение правил его эксплуатации. Вследствие этого вопросы диагностики, мониторинга состояния оборудования, режима его использования крайне актуальны.

Примером таких предприятий являются подземные горные выработки. Одной из проблем, встречающихся в выработках, - несанкционированный проезд сотрудника на ленточных конвейерах. Факт проезда можно установить из анализа поперечных колебаний движущейся конвейерной ленты. Текущий уровень развития техники в области инерциальных микроэлектромеханических (МЭМС) датчиков и высокопроизводительных систем на кристалле (СнК) позволяет проводить анализ колебаний непосредственно на сотруднике (разместив электронный блок в фонарь освещения), что исключает применение других систем контроля, требующих специальной инфраструктуры [1].

Целью настоящей работы является построение математической модели поперечных колебаний конвейерной ленты с дельтообразной нагрузкой, имитирующей человека. Для стационарного случая уравнение на прогибы ленты имеет вид:

$$\alpha(x) \frac{\partial^4 z(x)}{\partial x^4} + \beta(x) \frac{\partial^2 z(x)}{\partial x^2} = q(x),$$

где $z(x)$ - функция прогиба ленты, $q(x)$ - функция погонной нагрузки на ленту, $\alpha(x), \beta(x)$ – функции с условными плотностями груза. Решение модели получено численным методом при следующих граничных условиях [2]:

$$z(x)|_{x=0} = 0, z(x)|_{x=l} = 0, \frac{\partial z}{\partial x}|_{x=0} = 0, \frac{\partial z}{\partial x}|_{x=l} = 0.$$

где l - расстояние между соседними роликооперами.

Из решения краевой задачи поперечных колебаний конвейерной ленты получено распределение ускорений на длине между роликооперами, расположение которых дает основную частоту колебаний при известной скорости движения груза [1].

Наложение временной сетки, соответствующей дискретизации сигнала с датчика, позволяет получить вид сигнала и частотный выход моделируемого конвейера. Из модельного представления получено, что в частотном спектре ускорений присутствует ряд кратных частот, определяемых длиной l и скоростью движения ленты v . Увеличение массы груза сопровождается увеличением амплитуд характерных гармоник.

На этапе верификации модели по результатам проведенного эксперимента на действующем конвейере с регистрацией колебаний ленты, подтверждено, что в частотном спектре ускорений присутствует ряд гармоник, частоты которых зависят от расположения роликоопор и скорости ленты. При известных параметрах конвейера $l=1,2\text{м}$, $v=3,15\text{м/с}$, частота основной гармоники и амплитуда составляет $2\pm 0,196$ Гц и $180,9\pm 14,1\text{mg}$ соответственно, что согласуется с моделью. Для регистрации колебаний использовался трехосевой МЭМС акселерометр с диапазоном измерений $\pm 2g$, разрешением $3,9\text{mg/MЗР}$, частотой дискретизации данных на встроенном АЦП – 100 Гц с последующей децимацией до 12,5 Гц.

На экспериментальном этапе в составе электронного блока, на базе использовавшегося в эксперименте 3D МЭМС акселерометра и СпК, объединяющей беспроводной приемопередатчик и производительный процессор, реализована эффективная цепь обработки сигнала с датчика. В основе цепи лежит разработанная для целей работы реализация алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) по основанию “4”, которая позволяет делать анализ сигнала с датчика в частотной области для

выявления характерных особенностей сигнала непосредственно на сотруднике.

Таким образом, в ходе данной работы была определена возможность использования устройств микросистемной техники в задаче контроля эксплуатации оборудования. При наличии сети таких устройств представляется возможным осуществление комплексного мониторинга оборудования не только для контроля правил его использования, но и в диагностических целях.

Литература:

1. *Чистяков Д.А., Гоффарт Т.В.* Исследование применимости микросистемной техники для контроля перемещения персонала при горных работах // Актуальные проблемы современного приборостроения: тр. 14 междунар. науч.-техн. конф., Новосибирск, 2–6 окт. 2018 г. : в 8 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2018. – Т. 2. – С. 87–90. - 45 экз. - ISBN 978-5-7782-3616-5.

2. *Егоров А.П.* Оценка вертикальных ускорений конвейерной ленты трубчатого конвейера на прямолинейных участках трассы // Горный информационно-аналитический бюллетень. —2010. —№2. —С. 51-56.

Секция РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ
И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

**РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
С КОММУТИРУЕМЫМИ КОНДЕНСАТОРАМИ**

Ю.А. Абрамова, Г.С. Зиновьев
Новосибирский Государственный Технический Университет,
г. Новосибирск, lucik_95@mail.ru

Известные схемы регуляторов переменного напряжения имеют, как правило, 6 транзисторов. Предлагается простой всего с 2 транзисторами новый тип регуляторов переменного напряжения (РПН) с коммутируемыми конденсаторами, позволяющие обеспечить потребителю электрическую энергию требуемого уровня и качества. Рассмотренные конверторы являются повышающе-понижающими с синусоидальными входными и выходными токами. Эти преобразователи характеризуются меньшими величинами установленной реактивной мощности конденсаторов и большим диапазоном регулирования.

A new type of AC voltage regulators with switched capacitors is proposed, which allow the consumer to provide electrical energy of the required level and quality. The considered converters are up-down with sinusoidal input and output currents. These converters are characterized by smaller values of the installed reactive power of capacitors and a large control range. The main purpose in the development of new converters was to reduce the number of both reactive elements and semiconductor switches, which together reduces the size and cost of the system.

Регулятор переменного напряжения с коммутируемыми конденсаторами

Известны схемы транзисторных регуляторов переменного напряжения, характеризующихся большим числом активных элементов. Предлагается схема с малым числом активных элементов.

Предлагается схема нового регулятора переменного напряжения с транзисторно-диодным коммутатором звезды конденсаторов, как показано на (Рисунок1).

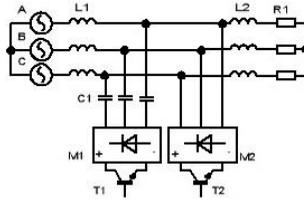


Рисунок 1 – РПН с тремя коммутируемыми конденсаторами

Схема с тремя конденсаторами является повышающе-понижающим с коэффициентом усиления больше единицы. Ключи T1 и T2 коммутируются комплементарно друг другу широтно-импульсным методом с высокой частотой (единицы – десятки килогерц).

Подобный регулятор позволяет получить повышенное выходное напряжение до 4,2 раз (при глубине модуляции 0,8). Качество входного, выходного тока и выходного напряжения оценено их коэффициентами гармоник, интегральным коэффициентом гармоник для напряжения. Мощность потерь РПН составила 0,538 кВт на 11,9 кВт выходной мощности при частоте коммутации ключей равной 1 кГц и определенной глубине модуляции. Учитывались коммутационные и потери проводимости в транзисторах и диодах, а также мощность рассеяния конденсаторов. Таким образом, КПД регулятора достигал 95%.

Другое возможное применение предлагаемого конвертора есть компенсация реактивной мощности, что требует отдельного исследования.

Литература

1. Зиновьев Г. С. Силовая электроника, 5-е изд., М.: Юрайт, 2012.- 667с.
2. Зиновьев Г. С., Мальнев А. И., Панфилов Д. В., Попов В. И. Электроника и наноэлектроника, учебник для вузов, Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2012.-63с.
3. Зиновьев Г. С., Козлов П. В., Лопаткин Н. Н. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники, учебник для вузов, Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2015.-62с.

ВЛИЯНИЕ ОШИБКИ ДЕМОДУЛЯЦИИ РЕТРАНСЛЯТОРА НА РАБОТУ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ БЕСПРОВОДНОЙ СЕТИ ДАТЧИКОВ

Д.Е. Быченков, М.А. Райфельд
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, omg250@mail.ru

На основе математической модели распределенной сети с ретрансляторами были проведены численные исследования вероятности возникновения битовой ошибки в приемнике при заданной вероятности ошибки демодуляции бита в ретрансляторе.

Based on a mathematical model of a distributed relay network, numerical studies were conducted of the probability of a bit error in the receiver for a given probability of bit demodulation error in the relay.

Исследование распределенной сети с ретрансляторами является на сегодняшний день актуальной проблемой, несмотря на то, что фундаментальные выражения для пропускной способности такой сети были получены еще в конце семидесятых годов прошлого века [1].

Схема с изображением работы сети показана на Рис.1, из которого следует, что передача данных происходит в две стадии. На первой передатчик одновременно транслирует сигналы для R ретрансляторов, которые их принимают и демодулируют. На второй стадии приемник одновременно принимает сигналы от всех ретрансляторов, которые в свою очередь закодировали данные с помощью ортогонального пространственно-временного кода [2]. Отметим, что в данной системе отсутствует прямой канал передачи между приемником и передатчиком.

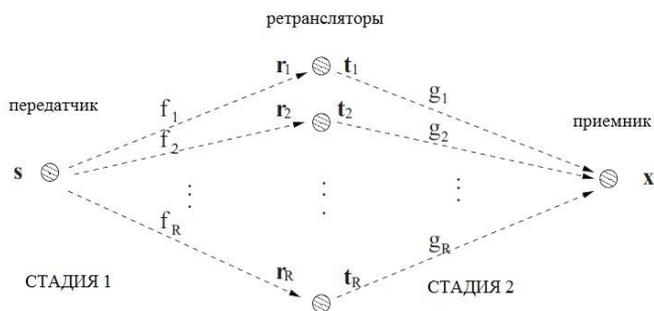


Рисунок 1 – Распределенная беспроводная сеть с ретрансляторами.

В данной работе мы сосредоточимся на второй стадии, при этом в одном из ретрансляторов (например во втором) происходит ошибка при демодуляции бита во время первой стадии с некоторой вероятностью ϵ .

Вторую стадию можно рассматривать как MISO (Multiple Input Single Output) систему с R передающими и одной приемной антенной и предположим, что многолучевой пространственный канал является не-селективным по частоте (вследствие сравнительно небольших задержек радиосигналов). Тогда вектор G , составленный из коэффициентов передачи g_n , $n=1,2,\dots,R$ каналов (которые являются комплексными величинами, чей модуль распределен по закону Релея) из n -ой передающей антенны в приемную, будет описывать распространение сигналов. В системах связи данные передаются пакетами и длина пакета выбирается такой, чтобы пространственный канал можно было считать фиксированным в течении передачи одного пакета. В данной работе мы будем считать матрицу G точно известной.

Предположим, что кодовая матрица C имеет размеры $T \times R$, где R – количество ретрансляторов, а T – число тактовых интервалов кода. Вектор принятых сигналов в приемнике равен

$$Y=GC+Z,$$

где $Z=(z_1, z_2, \dots, z_R)^T$ - вектор собственных шумов, которые являются гауссовскими некоррелированными во времени случайными комплексными величинами с нулевым средним и дисперсией $N_0/2$, $(\cdot)^T$ - операция транспонирования. Преобразование сигналов в пространственном декодере может быть описано матрицей U с размерами $T \times K$, где K – количество информационных символов в кодовом блоке. В результате вектор выходного сигнала декодера имеет вид:

$$S=(Y)^T U.$$

Данный сигнал представляет собой мягкую оценку. Жесткие оценки вычисляются методом максимального правдоподобия: из множества возможных значений сигнала (созвездия модуляции) D выбирается тот, который имеет минимальное евклидово расстояние между ним и принятой мягкой оценкой:

$$\hat{S}=\arg \min d(D,S).$$

На Рис.2 изображены результаты моделирования зависимости вероятности битовой ошибки в приемнике P_b от вероятности ошибочной демодуляции бита во втором ретрансляторе ε . Данные зависимости были получены при высоких значениях отношения сигнал/шум (ОСШ). Исходя из полученного графика, можно сделать вывод о том, что при высоком значении ОСШ данная зависимость пропорциональна степени разнесения системы.

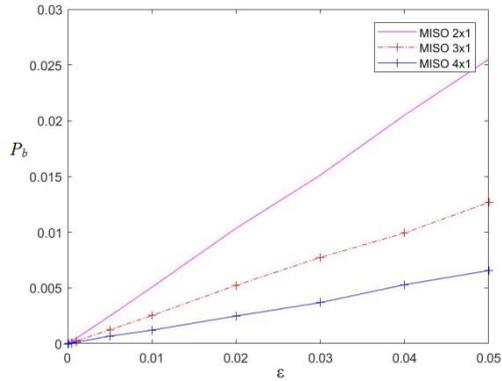


Рисунок 2 - зависимости вероятности битовой ошибки в приемнике P_b от вероятности ошибочной демодуляции бита во втором ретрансляторе ε для MISO систем с разным количеством ретрансляторов.

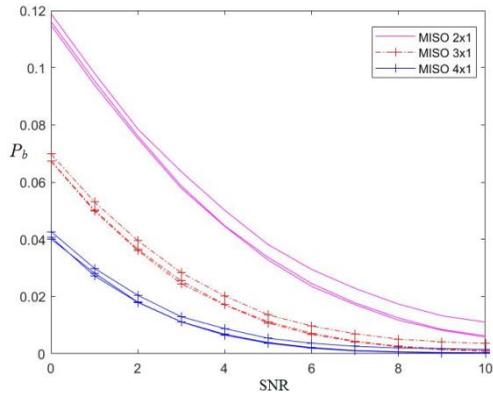


Рисунок 3 - зависимости вероятности битовой ошибки в приемнике P_b от ОСШ (в дБ) при значениях $\varepsilon=0$, $\varepsilon=0.001$, $\varepsilon=0.01$.

На Рис.3 представлены семейства кривых для вероятности битовой ошибки в приемнике P_b от ОСШ (в дБ) при различных значениях ϵ и для MISO систем с разным количеством ретрансляторов. Так как в работе ретрансляторов используются ортогональные комплексные пространственно-временные коды, то степень разнесения такой системы максимальна и равна количеству ретрансляторов [3]. Тогда из полученных результатов следует, что степень разнесения существенно влияет на вероятность битовой ошибки, даже при наличии ошибки демодуляции в малом количестве ретрансляторов.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о целесообразности увеличения числа ретрансляторов в случае, когда уровень ошибок в канале передатчик – ретранслятор существенно невысок.

Литература:

1. *T. M. Cover and A. A. El Gamal* Capacity theorems for the relay channel // IEEE Trans. Inform. Theory. – 1979. – Vol. IT-25, – P. 572–584.
2. *Hamid Jafarkhani*. Space-Time Coding: Theory and Practice. – Cambridge University Press, 2005. – 302 p.
3. *J. N. Laneman and G. W. Wornell* Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless network // IEEE. Trans. Inform. Theory – 2003 – vol. 49 – P. 2415–2425

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЯВЛЕНИЙ ГОРНОГО ДАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА СИГНАЛОВ ЭМИ СОПУТСТВУЮЩИХ РАЗРУШЕНИЮ ГОРНЫХ ПОРОД

Г.А. Воробьева, А.А. Бизяев
Новосибирский Государственный Технический Университет
bizyaev@corp.nstu.ru

В работе представлены результаты экспериментальных исследований по выявлению напряженных участков массива горных пород, выполненных на рудниках Кузбасса, на основе зарегистрированных сигналов электромагнитного излучения сопутствующих нарушению сплошности горных пород. Сигнал регистрировался регистрационно-диагностическим комплексом РЭМИ-3 в натуральных условиях подземной горной выработки. Выявлены участки с повышенным

напряженно-деформированным состоянием, выявлены места нарушения сплошности горной выработки.

The paper presents the results of experimental research on the detection of stressed sections of the rock mass performed in the Kuzbass mines, based on recorded signals of electromagnetic emission accompanying the destruction of rocks. The signal was registered by the registration and diagnostic complex REMI-3 in the natural conditions of underground mining. Areas with an increased stress-strain state have been identified; places of destruction of the continuity of mining have been discovered.

Один из перспективных методов определения напряженно-деформированного состояния массива горных пород основывается на интерпретации сигналов электромагнитного излучения сопутствующего разрушению горных пород [1]. Данный метод является бесконтактным, не требует предварительных разрушающих действий, что обеспечивает быструю скорость принятия решения о приближении динамического проявления горного давления с разной энергией освобождения механического напряжения.

В ходе исследования был проведен анализ массивов горных пород. В результате чего были выбраны наиболее опасные участки рудника Таштагольский и Шерегешский. Предполагалось, что наибольшее НДС будет в местах, где наблюдается неоднородность структуры массива горных пород. В Таштагольском руднике преобладает твердая порода – залежи руды и железа. Твердая порода способна накапливать механические напряжения, с последующим выбросом в виде электромагнитной энергии. В Шерегешевском руднике преобладает более хрупкая порода. Она не обладает способностью к накоплению механических напряжений.

Данные об электромагнитной обстановке записывались в энергонезависимую память регистратора электромагнитного излучения РЭМИ-3 [2] с интегрированием сигнала на интервале 1мс. С помощью программного обеспечения исследовались и интерпретировались данные об электромагнитном поле в контрольных точках горной выработки. В результате были локализованы опасные участки, выявлены места с проявлением динамического проявления горного давления в виде заколообразования, стреляния, шелушения. Зарегистрирован сигнал, предшествующий горному удару с энергией проявлений 2кДж.

Таким образом, показано, что прогнозирование динамических проявлений в виде горных ударов, основанного на регистрации сигналов электромагнитного излучения с использованием регистрационно-диагностического комплекса РЭМИ-3 – возможно.

Литература:

1. Соболев Г.А. Основы прогноза землетрясений. – М.: Наука, 1993. – 314 с.
2. Бизяев. А.А., Вострецов В.Г., Г.Е. Яковицкая. РДК РЭМИ-3 и экспериментальные исследования разрушения горных пород в условиях подземных горных выработок Таштагольского месторождения //доклады АН ВШ РФ// 3(28) – 2015

ПРИМЕНЕНИЕ ЛАЗЕРОВ НА ПАРАХ БАРИЯ И ЗОЛОТА В НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

В.С. Захаров, А.Н. Солдатов
Национальный исследовательский
Томский государственный университет,
г. Томск, zaharov1vlad@yandex.ru

Данная статья посвящена лазерам на парах бария и золота и их применению в навигационных системах. В ней рассказывается о преимуществах и характеристиках данных лазеров .

This article is about gold and barium vapor lasers and their application in navigation systems. It tells about characteristics and advantages of these lasers.

В современном мире навигационные системы играют значимую роль. Без них была бы не возможна посадка самолетов и проводка судов в условиях плохой видимости.

На данный момент традиционные системы навигации не удовлетворяют требованиям, которые постоянно возрастают, к точности ориентирования подвижных объектов. Это проявляется особенно при управлении перемещением объектов по сложным и не прямолинейным траекториям движения, а также в условиях плохой видимости.

В условиях ближней навигации объектов часто применяют светотехнические навигационные средства, но эффективность таких средств заметно понижается в сложных метеорологических условиях. Благодаря лазерным источникам и их большой плотности мощности можно скомпенсировать атмосферный эффект. Именно поэтому сейчас лазеры так активно начинают использоваться в ближней навигации подвижных объектов.

Среди большого разнообразия лазеров лазеры на парах металлов являются наиболее эффективными. Уникальные свойства излучения данных лазеров позволяют использовать их для широкого спектра решаемых задач и в частности в системах навигации.

Принцип работы лазеров на парах металлов заключается в том, что лазерный переход в данной системе совершается между резонансным и метастабильным состоянием атомов. При включении накачки начинает возбуждаться преимущественно резонансный уровень. После того, как инверсия между резонансным и более низким метастабильным уровнями превысит пороговую величину, начинается генерация. Так как метастабильный уровень имеет большее время жизни, то в процессе генерации будут накапливаться атомы в метастабильном состоянии, тем самым генерация сама ограничивается во времени.

Основным отличием механизма генерации лазеров на парах металлов от других типов лазеров, является более высокая скорость возбуждения электронным ударом верхнего лазерного уровня по сравнению с нижним в период ионизационной неравновесности плазмы импульсного газового разряда[1].

Лазеры на парах металлов генерируют в широком диапазоне от ультрафиолетового до среднего инфракрасного излучения, также имеют большую среднюю мощность в видимом диапазоне спектра, достаточно высокий коэффициент усиления среды и повторяемость импульсов, малую их длительность, высокую равномерность излучения по сечению. Уникальное сочетание энергетических, пространственных и временных параметров позволяет применять данные лазеры во многих отраслях науки, техники и медицины.

Среди лазеров на парах металлов лазеры на парах бария и золота были изучены одни из первых, поэтому на данный момент существует достаточное количество исследований по данным лазерам.

В лазере на парах бария генерация была получена в инфракрасной области спектра на длинах волн 1,13 мкм и 1,5 мкм, не учитывая ионной генерации, которая была получена на длинах волн 614,2 нм и 649,7 нм. Генерация на длине волны 1,5 является наиболее эффективной. Линия 1,5 мкм оказалась наиболее интенсивной, а генерация на ней возникает раньше, чем на других, и исчезает последней. На данный момент экспериментальные исследования позволили достичь частоту следования импульса генерации – 320 кГц. Максимальная средняя мощность генерации 390 мВт была получена при использовании в роли буферного газа неона[2].

У лазера на парах золота генерация была получена на следующих длинах волн: 312,2 нм и 627,8 нм. Таким образом, данный тип лазера позволяет получать видимое красное и ультрафиолетовое излучение. Максимальное значение частоты следования импульсов для данного типа лазера составляет 150 кГц. Максимальная выходная мощность в красной области спектра лазера составляет 20 Вт[3].

Основное преимущество лазерных устройств перед навигационными устройствами с традиционными источниками света заключается в сохранении до больших оптических глубин контраста яркости прямого лазерного излучения с фоном многократного рассеяния света в атмосфере[1]. Лазеры на парах бария и золота являются одними из подходящих лазеров для навигационных систем. Так лазер на парах бария при генерации на $\lambda=1499,9$ нм особо интересен для систем инструментальной лазерной навигации. Данное излучение попадает в окно прозрачности атмосферы и область чувствительности промышленных фотоприемников[4]. Также данная длина волны попадает в безопасный диапазон спектра, что исключает повреждение органов зрения. В свою очередь, излучение лазера на парах золота имеет красный цвет ($\lambda=627,8$ нм), который является одним из наиболее контрастным для человеческого глаза, поэтому данный лазер нашел свое применение в видимых навигационных системах.

На рисунке 1 представлена видимая навигационная система для проводки судов – лазерный створный маяк. Данная система представляет собой два лазерных маяка, установленных на берегу, лучи которых синхронно двигаются в горизонтальной плоскости и при этом пересекаются. Для высокой контрастности используют красное излучение. Задача судоводителя заключается в том, чтобы вести судно в зоне одновременного восприятия огней, расположенных вдоль берега. Таким образом, судоводитель видит одновременно оба лазерных огня в виде проблесков при движении вдоль оси створа. Синхронность огней нарушается из-за отклонения от курса и возникает эффект «бегущего огня», который указывает направление возврата на фарватер.

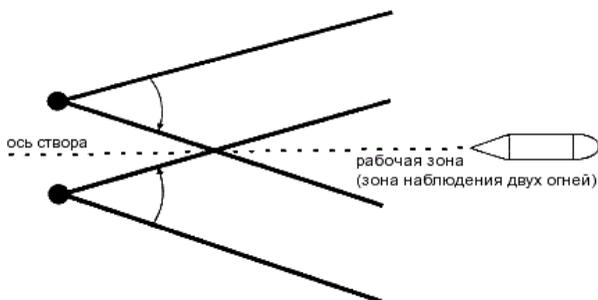


Рисунок 1 – Видимая лазерная навигационная система

Инструментальная лазерная система для проводки судов представлена на рисунке 2. Данная система представляет собой два фотоприёмных блока, которые определяют положение луча лазера как пересечение плоскостей положения луча лазера каждого фотоприёмного блока, а также лазера, который устанавливается у берега и указывает фарватер. Если луч лазера располагается параллельно поверхности воды, то достаточно одного фотоприёмного блока, если не параллельно – то два. Система данного типа позволяет определить курс судна и отклонение от фарватера. Инструментальную систему также можно использовать для проводки судов по криволинейной траектории.

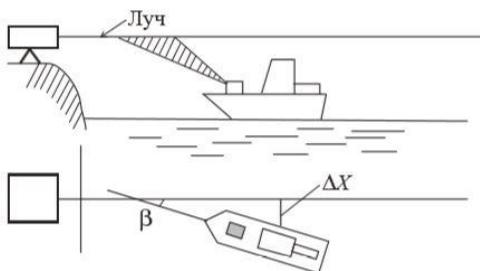


Рисунок 2 – Инструментальная лазерная навигационная система

Таким образом, применение лазеров на парах золота и бария в навигации достаточно перспективно и может практически полностью заменить традиционные системы. Однако на данный момент такие системы не распространены из-за отсутствия массового производства необходимых лазерных установок.

Литература

1. Солдатов А.Н., Соломонов В.И. Газоразрядные лазеры на самоограниченных переходах в парах металлов. – Новосибирск: Наука, 1985. С. 6–7, 16–22, 128–129.
2. Казаков В.В., Маркова С.В., Петраш Г.Г. Исследование физических процессов в импульсном лазере на парах бария // Квантовая электроника. – 1984. – Т.11. – №5. – С. 945–956.
3. Евтушенко Г.С., Полунин Ю.П., Федоров В.Ф. Исследование импульсно-периодической генерации на парах золота при высоких частотах (до 100 кГц) // Ж. прикл. спектроскопии. – 1988. – Т.49. – №6. – С. 1009–1011.
4. Ошлаков В.Г., Цвык Р.Ш., Солдатов А.Н., Илюшин Я.А. // Изв. вузов. Физика. – 2013. – Т. 56. – № 10/2. С.84–93.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ПОДАВЛЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АКТИВНОЙ ПОМЕХИ В РЛС

Д.Н. Зима, Д.О. Соколова, А.А. Спектор
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, zima.darya@mail.ru

В данной работе рассматривается один из возможных методов подавления широкополосной активной помехи в радиолокационных системах с цифровой антенной решеткой. Основой метода является идея управления коэффициентами передачи в каждом элементе антенной решетки при жестко фиксированных значениях задержки, которые настроены по направлению прихода сигнала.

This paper discusses one of the possible methods for suppressing broadband active interference in radar systems with a digital antenna array. The basis of the method is the idea of controlling the transmission coefficients in each element of the antenna array with rigidly fixed delay values that are tuned in the direction of signal arrival.

Развитие радиотехнических систем, в частности расширение их функциональных возможностей, требует поиска новых решений в задачах обработки сигналов. При этом необходимо учитывать широкополосный характер сигналов и помех. Существуют различные алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов на фоне активных ши-

рокополосных помех [1,2], но они работают в пространстве размерности, соответствующей количеству элементов антенной решетки.

Метод подавления широкополосной активной помехи рассмотрен на примере эквидистантной линейки N-излучателей при одном источнике помехи с произвольным углом прихода Θ_{II} (Рисунок 1).

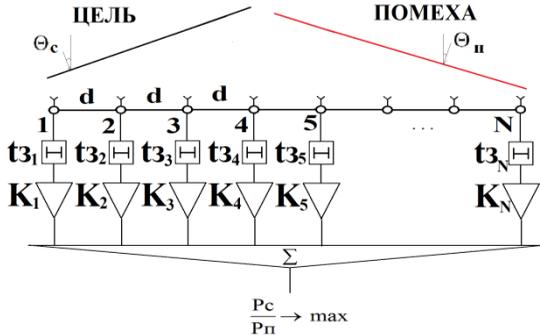


Рисунок 1 – Прием целевого сигнала и помехи линейкой излучателей

Сигналы цели и помехи поступают с различных направлений. Цепь настроена на направление прихода сигнала, т.е. выставлены значения t_3 в линиях задержки в каждом элементе линейки в соответствии с углом фазового фронта Θ_c для создания обстановки когерентного приема сигналов на разных элементах линейки, что соответствует максимизации мощности целевого сигнала.

В рассматриваемом методе предложено адаптивное пространственное подавление помех путем максимизации отношения сигнал/помеха управлением коэффициентом передачи $K_i, i = \overline{1, N}$ в каждом элементе линейки излучателей. Для любой комбинации углов Θ_c и Θ_{II} находится свой набор коэффициентов передачи. Тогда сложную картину из N-значений коэффициентов передачи можно аппроксимировать кривой (в случае линейки излучателей) или поверхностью (для двумерного случая, т.е. для антенной решетки), которая характеризуется ограниченным числом параметров.

Можно наглядно показать на примере двух излучателей принцип выбора оптимальных коэффициентов передачи (Рисунок 2) простым методом перебора значений отношения сигнал/помеха согласно (1).

$$q^2 = \frac{1}{1 + 2 \frac{K1 * K2}{K1^2 + K2^2} R(\tau)}, \quad (1)$$

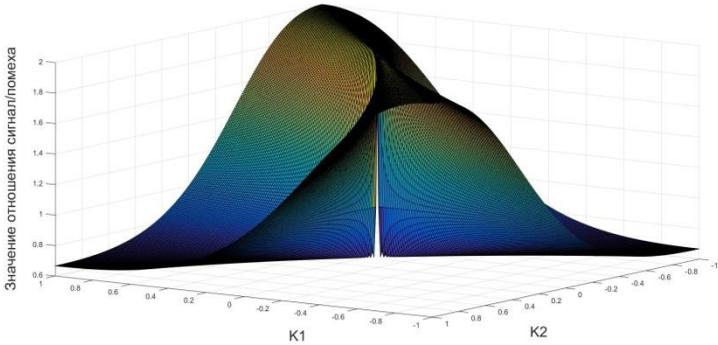


Рисунок 2 –Отношение сигнал/помеха при различных комбинациях параметров коэффициентов передачи для двух излучателей

Параметр $R(\tau)$ является коэффициентом корреляции сигнала помехи на разных излучателях с учетом введенных задержек управления.

Адаптивное управление заключается в том, чтобы под всякую сигнально-помеховую обстановку подобрать оптимальную комбинацию параметров аппроксимирующих поверхность оптимальных коэффициентов передачи и за счет этого достигается сокращение размерности пространства управления.

Литература:

1. Обработка сигналов в радиотехнических системах: учеб. пособие/ под ред. А.П. Лукошкина. – Л.: Изд-во Ленингр. Ун-та, 1987. – С. 400.
2. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках: моногр. – Л.: Изд-во Ленингр. Ун-та, 1983. – С. 240.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЙ ДАТЧИК ТЕМПЕРАТУРЫ

В.О. Коваль, А.В. Скляр, О.Е. Компанец, А. Б. Ионов
Омский государственный технический университет,
г. Омск, kovalv196@mail.ru

Работа посвящена исследованию интеллектуальных датчиков температуры для мониторинга температуры промышленного оборудования. Отличительной особенностью интеллектуального датчика является наличие встроенной функции самоконтроля.

The work is devoted to the study of intelligent temperature sensors for monitoring the temperature of industrial equipment. A distinctive feature of the intelligent sensor is the presence of a built-in self-monitoring function.

В современном мире огромными темпами происходит замена человеческого труда автоматизированными системами. Компьютерные системы стали обретать искусственный интеллект для обработки более сложных, объемных алгоритмов. Все больше стали делать основной акцент не на мощности одного главного компьютера, а параллельное введение интеллектуальных методов управления, распределение вычислений и интеллектуальной обработки информации.

Благодаря высоким темпам развития микроэлектроники, удастся из однофункциональных средств определения текущих измеряемых величин создавать многофункциональные средства автоматизации. Именно с модификацией элементной базы электронных устройств обработки первичных преобразователей, связано появление нового поколения устройств, получивших название «Интеллектуальные датчики» [1-3]. К примеру, одним из таких является интеллектуальный датчик температуры Т3144 «Rosemount».

Согласно ГОСТ Р 8.673-2009 интеллектуальные датчики являются адаптивными датчиками, содержащими в себе изменяемые (внешними сигналами) алгоритмы работы и параметры, и в которых, помимо всего, реализована функция метрологического самоконтроля [1].

На рисунке 1 приведена структурная схема, в которой отражены главные блоки интеллектуального датчика, минимально необходимые, чтобы датчик можно было считать таковым. Поступающий аналоговый сигнал (один или несколько) усиливается, затем преобразуется в цифровой сигнал с целью дальнейшей обработки.



Рисунок 1 - Обобщенная структурная схема интеллектуального датчика.

В соответствии с ГОСТ Р 8.734-2011 метрологический самоконтроль используется для снижения вероятности получения недостоверной измерительной информации в течение межповерочного или межкалибровочного интервала, для обоснования изменения межповерочного или межкалибровочного интервала в зависимости от остаточного метрологического ресурса, для сокращения эксплуатационных затрат за счёт уменьшения числа проверок и калибровок, а также для снижения затрат на устранение последствий нарушения технологических процессов, вызванных метрологическими отказами [2].

Реализация метрологического самоконтроля может быть осуществлена путем, не прерывающим процессы измерений, или тестовым путем, который основан на структурной, функциональной и временной избыточности [3].

Одним из самых распространенных и особо важным параметром большинства технологических процессов является температура, именно поэтому в данной работе рассматривается разработанный интеллектуальный датчик температуры со следующими основными техническими характеристиками:

- | | |
|-----------------------------------------|--------------|
| 1) предельная погрешность измерения, °С | 0,5 |
| 2) диапазон измеряемой температуры, °С | от 0 до +100 |
| 3) напряжение питания, В | от 2,7 до 5 |
| 4) интерфейс связи с ПК | RS-485 |

Реализация метрологического диагностического самоконтроля термоэлектрического датчика температуры может быть осуществлена путем структурной избыточности: в этом случае датчик содержит несколько термопар, которые близки по точности. В качестве функции преобразования датчика можно использовать зависимость среднего значения выходного сигнала термопар от значения измеряемой температуры. В дополнение к паре основных чувствительных элементов применяется терморезистор с целью увеличения точности измерений при расче-

те усредненной температуры, а так же для повышения надежности устройства в зависимости от технических условий его использования.

Интеллектуальный датчик (рисунок 2) состоит из измерительного блока и микроконтроллера. Измерительный блок содержит две одинаковые термопары Т-типа и терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Микроконтроллер подобран с учетом всех необходимых вычислительных мощностей. Для обработки сигналов с измерительного блока используется внутренний аналого-цифровой преобразователь микроконтроллера.

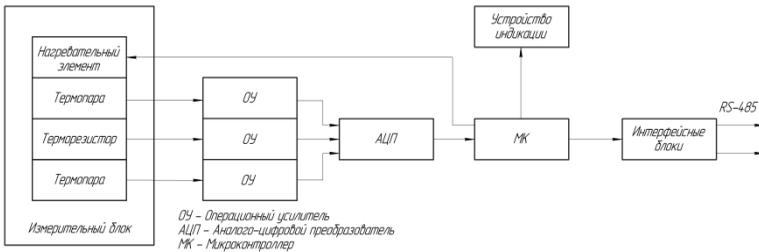


Рисунок 2 - Структурная схема интеллектуально датчика

Основной смысл и «интеллектуальность» разработанного датчика заключается в его функциональных возможностях. Благодаря созданному алгоритму работы программы, устройство помимо выполнения основной функции, производит контроль достоверности результатов измерений: вычисляется среднеквадратическое отклонение по данным, получаемым с каждой термопары и терморезистора. На основании вычисленного значения отклонения устанавливается степень исправности измерительных сенсоров. Пользователь оперативно информируется светодиодными индикаторами о степени метрологической исправности каждого элемента (или о наступлении аварийной ситуации).

Кроме того, устройством проводится проверка качества контакта измерительного блока с объектом измерения с помощью периодического включения встроенного в данный блок нагревательного элемента (этап «диагностика качества контакта» по аналогии с [4]). На рисунке 3 приведены временные диаграммы, соответствующие данному этапу самоконтроля.

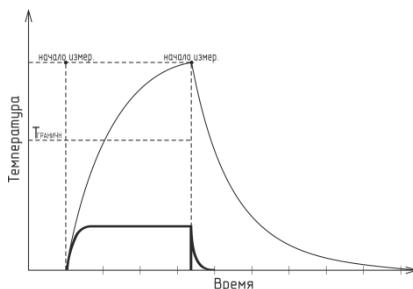


Рисунок 3 – Временные диаграммы этапа контроля качества теплового контакта датчика с объектом контроля

Проверка качества контакта проводится следующим образом. В течение пяти минут происходит нагрев элемента, в течение которой основные измерения не проводятся, о чем пользователь предварительно информируется. Если тепловой контакт между датчиком и объектом является достаточно хорошим, то собственная температура датчика вырастет не так сильно, так как объект является в данном случае «радиатором» (нижняя кривая на рисунке 3). В противном случае (верхняя кривая), собственная температура датчика изменится значительно. По полученному результату отклонения температуры, путем его сравнения с соответствующим эталонным значением, устанавливается степень качества проверяемого контакта и, соответственно, статус достоверности данных, выдаваемых устройством. О результатах диагностики пользователь оперативно информируется индикаторами, а более подробная информация передается на ПК.

Таким образом, в отличие от обычного контактного датчика температуры, разработанный интеллектуальный датчик обладает следующими важными функциональными возможностями.

1. Производится регулярное техническое самодиагностирование устройства, что позволяет увеличить срок службы самого датчика
2. Помимо контроля состояния всего датчика в целом, производится регулярная проверка качества теплового контакта с измеряемым объектом.
3. Пользователь максимально информирован о качестве текущего результата измерения благодаря дополнительной метрологической информации, выдаваемой датчиком (посредством светодиодных индикаторов и интерфейса RS-232).

4. Датчик также информирует пользователя о выходе из строя части своих элементов и предупреждает о необходимости проведения метрологического и/или технического обслуживания.

Литература:

1. ГОСТ Р 8.673-2009. ГСИ. Датчики интеллектуальные и системы измерительные интеллектуальные. Основные термины и определения. – М., 2009. – 12 с.

2. ГОСТ Р 8.734-2011 ГСИ. Датчики интеллектуальные и системы измерительные интеллектуальные. Методы метрологического самоконтроля. – М., 2011. – 24 с.

Taymanov, R. Sensor Devices with Metrological Self-Check / R. Taymanov, 3. K. Sapozhnikova, I. Druzhinin // Sensors & Transducers. – 2011. – Vol. 10. – P. 30-45.

4. Yang, J.C.-Y. A self-validating thermocouple / J.C.-Y. Yang, D.W. Clarke // IEEE Trans. on Cont. Sys. Tech. - 1997. - Vol. 5. Issue 2. - P. 239-253.

КОНСТРУКТИВНЫЙ СИНТЕЗ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ С КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

В.В. Луфт, Ю.О. Филимонова

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, luftvlad@mail.ru**

Данная работа посвящена расчёту и проектированию микрополосковой антенны с круговой поляризацией. Также в работе предложена конструкция антенны и проведена её оптимизация.

Полученная конструкция антенны имеет компактные размеры и может быть использована в различных системах связи.

This paper is dedicated to calculation and design of microstrip antenna with rotary polarization. Furthermore, there are design of antenna and its optimization in this paper.

This microstrip antenna has small size and antenna can be used in different communication systems.

Введение

На сегодняшний день научно-технический прогресс развивается стремительными темпами. В связи с этим появляется потребность в со-

здании надежных и в тоже время качественных средствах связи, которые будут доступны большому количеству пользователей. Это относится к различным радиотехническим системам. Данные системы осуществляют как приём, так и передачу информации с помощью радиоволн. К таким системам можно отнести различные антенны.

Антенны способны как передавать, так и принимать радиоволны, поэтому антенны можно встретить в любой радиотехнической системе. В настоящее время широкое распространение получили не только элементарные проволочные антенны, но и различные высокотехнологичные антенны, например в печатном исполнении. Так как научный прогресс не стоит на месте, то и радиотехнические системы работают на более высоких частотах. Осваивается не только сантиметровый диапазон волн, но и миллиметровый. Этот факт заставляет искать различные новые варианты конструктивных решений антенн [1].

В последнее время предпочтение отдается антеннам, которые выполнены в печатном исполнении. К такому типу антенн можно отнести: печатные вибраторы; фрактальные антенны; микрополосковые антенны; диэлектрические антенны.

Так как антенны в печатном исполнении наиболее популярны, то необходимо осуществлять проектирование и разработку в данном направлении.

Микрополосковые антенны

Основными преимуществами микрополосковых антенн является малый габаритный размер, технологичность, невысокая стоимость изготовления и возможность размещения в различных устройствах. Микрополосковые антенны выполняются из тонкого листа диэлектрика с нанесенным тонким медным покрытием с обеих сторон. Фольга с нижней стороны образует металлический экран, обеспечивающий однонаправленное излучение антенны «вверх», при этом возбуждается элемент из фольги на «верхней стороне» антенны [2].

В настоящий момент изобретено и запатентовано большое количество образцов микрополосковых антенн и антенных решеток [3]. Существуют различные виды микрополосковых антенн, такие как: микрополосковые антенны простейшей формы; микрополосковые антенны с повышенным коэффициентом усиления; многодиапазонные микрополосковые антенны; микрополосковые антенны с различными видами поляризации [4].

Моделирование конструкции антенны

Выберем микрополосковой антенну круглой формы. Эта форма позволяет объединить три соосные структуры в минимальных размерах. Сначала были рассчитаны габариты МПА и определены места расположения точек питания антенны. В качестве диэлектрика были выбраны Taconic RF - 60A и Taconic TLY-5A.

Для получения круговой поляризации необходимо запитать излучатель как по оси X, так и по оси Y (с фазой 90 градусов), при этом они должны быть симметричными. Точки питания, с обратной стороны излучателя экрана, были соединены полосковой линией свернутой в виде меандров.

Затем были оценены электрические характеристики антенны, такие как коэффициент стоячей волны, диаграмма направленности, коэффициент эллиптичности и коэффициент усиления.

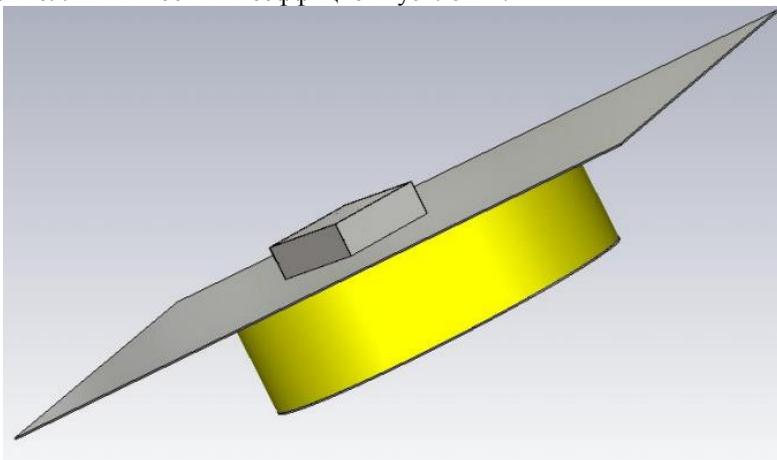


Рисунок 1 – Конструкция антенны с круговой поляризацией в режиме 3D.

Коэффициент эллиптичности равен 1.07, следовательно, получившаяся антенна имеет круговую поляризацию. КСВ составил 1.02.

Заключение

Антенна, проектируемая в данной работе, работает в сантиметровом диапазоне длин волн, центральная частота равна 7 ГГц. В результате моделирования получены конструктивные размеры проектируемого микрополоскового излучателя. Спроектированная в данной работе антенна может быть внедрена в состав антенной решетки, фазированной

антенной решетки, системах связи. Антенна имеет широкую полосу рабочих частот, компактный размер и круговую поляризацию.

Литература:

1. Бахраха Л.Д., Воскресенского Д.И. Проблемы антенной техники// М.: Радио и связь. – 1989. – С. 368.
2. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. – М.: Радио и связь. – 1986. – С. 144.
3. Подторжнов О.М., Воробьева З.М.. Печатные полосковые антенны (Патенты США, Англии, Франции, ФРГ, Японии). Обзоры по электронной технике. // Серия: «Электроника СВЧ», вып. 8(902). — М.: ЦНИИ «Электроника». – 1982. –С. 54.
4. Банков С.Е., Давыдов А.Г., Папилов К.Б. Малогабаритные печатные антенны круговой поляризации // Журнал Радиоэлектроника. – 2010. – № 8.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ СИНТЕЗ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩЕ-ФИЛЬТРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

С.В. Попов, Г.Н. Девятков

**Новосибирский Государственный Технический Университет,
г. Новосибирск, workmail.psv@gmail.com**

В докладе представлен двухэтапный метод автоматизированного синтеза, который позволяет найти оптимальное решение задачи синтеза согласующе-фильтрующих устройств (СФУ) с учетом ограничений на физическую и схемную реализуемость. Также приведен синтез широкополосного СФУ в сосредоточенном элементном базисе. Полученные характеристики показывают, что решение комплексной задачи дает значительный выигрыш по фильтрации при небольших потерях уровня передаваемой мощности.

In this report, a two-stage automated method of synthesis presented here allows to find the optimal solution to the complex problem for synthesis of matching and filtering devices, taking into account the constraints on physical and circuit realizability. In addition, the synthesis of broadband matching and filtering device in lumped element basis is carried out. The characteristics obtained show that the solution of the complex problem of both matching and filtering gives a significant improvement in filtering properties with small losses in the level of transmitted power.

В настоящий момент к приемопередающим устройствам предъявляются все более жесткие требования. Наблюдается тенденция к развитию устройств в направлении повышения уровня передаваемой мощности, продвижения в верхнюю часть СВЧ-диапазона, надежности, уменьшение массогабаритных показателей и технологичности.

Обычно задачи фильтрации и согласования разделяют и комплексно не рассматривают. Более того, при синтезе фильтров не учитывают поведение иммитансов генератора и нагрузки в полосах заграждения. Целью данного исследования является разработка метода и алгоритма синтеза устройств, связывающих произвольные иммитансы генератора и нагрузки в произвольном элементном базисе.

Для определения начальной точки решения, значения параметров матрицы сопротивления (1) или проводимости (дуальная форма системы) для идеального согласующего устройства:

$$\begin{cases} Z_{11}(S) = -j \operatorname{Im} Z_1(S) + j \operatorname{Re} Z_1(S) \operatorname{ctg} \varphi(\omega) \\ Z_{22}(S) = -j \operatorname{Im} Z_2(S) + j \operatorname{Re} Z_2(S) \operatorname{ctg} \varphi(\omega), \\ Z_{12}(S) = \pm j \sqrt{\operatorname{Re} Z_1(S) \operatorname{Re} Z_2(S)} / \sin \varphi(\omega) \end{cases} \quad (1)$$

которые полностью определяются произвольными иммитансами генератора $Z_1(Y_1)$ и нагрузки $Z_2(Y_2)$, аппроксимируются выбранными физически реализуемыми функциями Z_{11}, Z_{22}, Z_{12} (или Y_{11}, Y_{22}, Y_{12}) в рабочей полосе частот [1]. Параметр $S = j\omega$. Частотная зависимость фазы $\varphi(\omega)$ рабочего коэффициента преобразования представляется степенным рядом, коэффициенты которого определяются в процессе решения.

Необходимо учитывать, что параметр передачи $Z_{12}(Y_{12})$ в полосах заграждения должен стремиться к нулю для обеспечения фильтрации. Поиск параметров собственных функций проводится итерационными методами, где ошибка аппроксимации $g(\omega, x_m)$ сводится к минимуму:

$$g(\omega, x_m) = p_0 \sum_{j=0}^n \delta^2(\omega_{0,j}, x_m) + \sum_{i=0}^M p_i \sum_{j=0}^{N_i} |Z_{12}(\omega_{i,j})| \rightarrow \min, \quad (2)$$

$$\omega_{0,j} \in E_0, \omega_{i,j} \in E_i,$$

где E_0 – область рабочих частот; E_i – области фильтрации; p_i – весовые коэффициенты; $\delta^2(\omega_{i,j}, x_m)$ – квадрат величины суммарной ошибки,

которую можно записать как сумму взвешенных относительных ошибок по каждому собственному параметру относительно идеальной системы уравнений (1); $x_m = x_{11} \mathcal{U}x_{12} \mathcal{U}x_{22}$ – вектор всех искомым параметров.

Решение аппроксимационной задачи проводим с использованием итерационных методов [2].

Далее проводится оптимизация уже по рабочим характеристикам методом сопряженных градиентов [3]. Целевую функцию условно можно разделить на две части: первая характеризует уровень передаваемой мощности из генератора в нагрузку в рабочей полосе частот, а вторая отражает уровень фильтрации в каждой отдельной полосе заграждения:

$$f(x_m) = p_0 \max_{\omega \in E_0} |\rho(\omega, x_m)| + \sum_{i=1} p_i \max_{\omega \in E_i} \left| \frac{1}{\rho(\omega, x_m)} \right| \rightarrow \min, \quad (3)$$

где x_m – вектор переменных; E_0 – область рабочих частот; E_i – области фильтрации; p_i – весовые коэффициенты; $\rho(\omega, x_m)$ – коэффициент отражения по входу СФУ.

В качестве примера проведем синтез СФУ в сосредоточенном базисе на частотах $\omega'_n - \omega'_g = 0.7 - 1$, связывающего импедансы генератора и нагрузки (рисунок 1). При этом необходимо обеспечить уровень фильтрации $L_1 = -20$ дБ на частоте $\omega' = 0.5$, и $L_2 = -25$ дБ на частоте $\omega' = 1.5$.

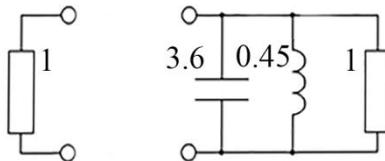


Рисунок 1 – Исходные данные для задачи синтеза СФУ

Для данной структуры предпочтителен Z -матричный аппарат. Из правых частей уравнений для собственных параметров (1) устанавливаем наиболее простые структуры собственных функций:

$$Z_{12}(S) = \frac{2 \cdot k_{12}^1 \cdot S}{S^2 - S_1^2}, k_{12}^1 \geq 0; Z_{11}(S) = \frac{2 \cdot k_{11}^1 \cdot S}{S^2 - S_1^2}, k_{11}^1 \geq 0;$$

$$Z_{22}(S) = \frac{2 \cdot k_{22}^1 \cdot S}{S^2 - S_1^2} + \frac{k_{22}^0}{S} + k_{22}^\infty \cdot S, k_{22}^1 \geq 0, k_{22}^0 \geq 0, k_{22}^\infty \geq 0.$$

После итерационного решения системы уравнений и окончания процесса оптимизации только для задачи согласования, на рисунке 2 пунктирной линией представлены рабочие характеристики, которые имеют следующие значения: $G_{min} = 0.9613$, $L_1 = -3.935$ дБ и $L_2 = -17.808$ дБ.

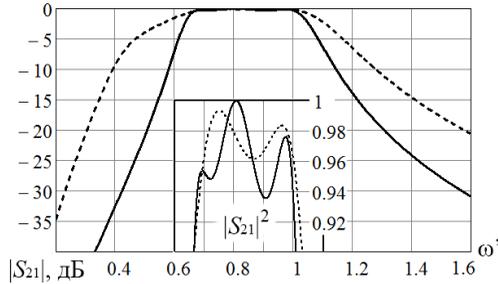


Рисунок 2 – Рабочие характеристики СФУ в сосредоточенном элементном базисе

Далее, используя целевую функцию (3), проведем оптимизацию уже с учетом требований по фильтрации, и получаем следующие параметры СФУ: $G_{min} = 0.9353$; уровень подавления составляет $L_1 = -20.923$ дБ на частоте $\omega' = 0.5$, и $L_2 = -27.793$ дБ на частоте $\omega' = 1.5$.

Конечная Z-матрица устройства:

$$Z = \begin{pmatrix} \frac{0.2776 \cdot S}{S^2 + 0.7024} & \frac{0.2776 \cdot S}{S^2 + 0.7024} \\ \frac{0.2776 \cdot S}{S^2 + 0.7024} & 3.4576S + \frac{2.3193}{S} + \frac{0.2776 \cdot S}{S^2 + 0.7024} \end{pmatrix}.$$

Реализация Z-матрицы приведена на рисунке 3, а рабочие характеристики показаны сплошной линией на рисунке 2.

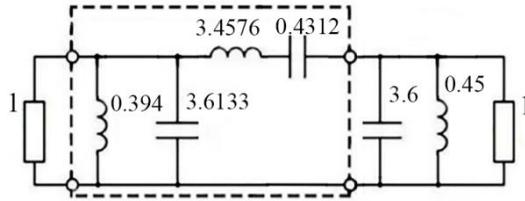


Рисунок 3 – Реализация СФУ в сосредоточенном элементном базисе

Данным методом синтезировано СФУ на сосредоточенных элементах с коэффициентом передачи по мощности $G_{min} = 0.9353$; подавление $L_1 = -20.923$ дБ на частоте $\omega' = 0.5$, и $L_2 = -27.793$ дБ на частоте $\omega' = 1.5$. Для согласующего устройства: $G_{min} = 0.9613$, $L_1 = -3.935$ дБ, $L_2 = -17.808$ дБ. Сравнение рабочих характеристик показывает, что проигрыш по G_{min} составляет 2.7%, но при этом L_1 улучшилось на 17 дБ, а L_2 – на 10 дБ, что в значительной мере повышает фильтрующие свойства.

Подводя итог, был представлен метод, позволяющий синтезировать устройства с одновременным учетом требований по согласованию и фильтрации, который позволяет оптимально подойти к построению широкополосных СВЧ-трактов на этапе проектирования за счет внутренней структуры устройства. Корректность метода была установлена на основании решения конкретных задач, что показывает возможность его использования при реальном проектировании широкополосных СФУ.

Литература:

1. *Девятков Г.Н.* Рабочие и собственные параметры согласующих четырехполюсников // Научный вестник НГТУ. – 2003. – № 2. – С. 165–172
2. *Бахвалов Н. С.* Численные методы. – М.: Наука, 1975. – 632 с.
3. *Himmelblau D. M.* Applied Nonlinear Programming. – New York, McGraw-Hill, 1972, – 498 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАСЧЕТ ПЛОТНОСТИ ПЕЧАТНОГО МОНТАЖА

С.Е. Семин, К.А. Куратов
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, sse95@mail.ru

В работе приводится пример расчёта параметров плотности печатного монтажа. Были использованы конструктивные параметры для оценивания плотности печатного монтажа на этапе проектирования.

The paper provides an example of calculating the density of printed wiring. The design parameters were used to estimate the density of printed wiring at the design stage.

Систему печатных проводников, которые обеспечивают электрическое соединение элементов схемы, их экранирование, заземление принято считать печатным монтажом. Плотностью печатного монтажа принято считать число элементов электронного устройства или их эквивалентов, размещаемых в единицах объема этого устройства, характеризующая степень миниатюризации узлов, блоков и устройства в целом. Рост плотности печатного монтажа необходим в связи с постоянным совершенствованием микроэлектронной технологии, ростом степени интеграции интегральных схем, увеличения функциональной сложности радиоэлектронной аппаратуры, и повышение производительности ЭВМ.

Из-за увеличения производительности ЭВМ, и так же из-за увеличения быстродействия элементной базы растут и конструктивно-технологические требования к печатному монтажу, которые зависят от возможности сокращения длины связей между логическими элементами, называемые конструктивной задержкой передаваемого сигнала.

Растущие конструктивно-технологические требования к печатному монтажу особенно четко установились в области вычислительной техники, поскольку увеличение производительности ЭВМ наряду с увеличением быстродействия элементной базы находится в непосредственной зависимости от возможностей сокращения длины связей между логическими элементами, так называемой конструктивной задержки передаваемого сигнала. Главной составляющей временных задержек в электронных устройствах современного и перспективного типов являются задержки в межсоединениях. Отсюда следует, что повышение быстродействия логических элементов должно сопровождаться максимально возможным снижением задержек в межсоединениях, т. е. сокращением их

длины. Это достигается повышением степени интеграции логических элементов и более плотной компоновкой интегральных схем на печатной плате.

В свою очередь, увеличение степени интеграции интегральных схем (N) вызывает рост числа входных (выходных) контактов (выводов корпуса) микросхем N_K , подчиняющийся соотношению Рента [1]:

$$N_K = k \cdot N \cdot P,$$

где

k — среднее число межсоединений, приходящееся на один логический элемент в интегральных схемах;

P — показатель Рента, зависящий от структуры логических схем.

Число межсоединений определяется суммарным числом выводов всех M интегральных схем, устанавливаемых на печатной плате [1]:

$$N_c = y \cdot M \cdot N_K,$$

где

y - коэффициент разветвления соединений, зависящий от числа нагрузок n в цепях межэлементных связей: $y = n / (n + 1)$, так что $0,5 < y < 1$.

Суммарная длина соединений в печатных платах Σl_c определяется числом соединений N_c и средней длиной одного соединения \bar{l}_c [1]:

$$\Sigma l_c = \bar{l}_c \cdot N_c = y \cdot M \cdot N_K \cdot \bar{l}_c$$

Статистические исследования показывают, что при произвольном размещении интегральных схем на печатной плате средняя длина одного соединения определяется размером платы L [1]:

$$\bar{l}_c \approx \frac{2}{3} \cdot \alpha \cdot L$$

Где α — коэффициент использования монтажного поля печатной платы выводами интегральных схем.

Положив $y = 0,5$, оценим суммарную длину соединений в печатной плате [1]:

$$\Sigma l_c = \frac{1}{3} \cdot \alpha \cdot M \cdot L \cdot N_K$$

Отношения к площади печатной платы L^2 суммарного числа выводов интегральных схем $M \cdot N_K$ и суммарной длины соединений Σl_c в ней будем называть соответственно плотностью монтажа и плотностью соединений [1]:

$$\Pi_M = \frac{M \cdot N_K}{L^2} \quad (1)$$

$$\Pi_C = \frac{1}{3} \cdot \alpha \cdot M \cdot L \cdot N_K \quad (2)$$

Используя формулы (1) и (2), получаем соотношение между плотностями соединения и монтажа [2]:

$$\Pi_C = (n_{\text{тр}} + 1) \cdot \frac{\eta \cdot m_C}{T} \quad (3)$$

Где

T - шаг сквозных отверстий, между которыми трассируется $n_{\text{тр}}$ проводников.

В односторонних печатных платах единственный слой проводящего рисунка используется для размещения монтажного поля, цепей питания и межсхемных соединений. Поэтому на этих платах невозможно удовлетворить противоречивые требования увеличения плотности монтажа и плотности соединений. Частично эти противоречия разрешаются в двусторонних печатных платах. И только применение многослойных печатных плат позволяет обеспечить специализацию слоев. Многослойные печатные платы имеют наружные монтажные слои, которых, естественно, не может быть больше двух ($m_m \leq 2$), m_c сигнальных слоев с ортогональным принципом трассировки проводников в преимущественных направлениях X или Y ($m_c X$ и $m_c Y$ слоев) и слои m_\circ с цепями земли и питания, выполняющие одновременно роль электрических экранов, заземленных по высокой частоте. Экранные слои размещаются между сигнальными, поэтому [2]:

$$m_\circ = m_c - 1, \text{ или } m_\circ = m_c \cdot X + m_c \cdot Y - 1 \quad (4)$$

Коэффициент использования трасс принимает значения в пределах $0 < \eta < 1$ в зависимости от степени взаимной независимости направлений трассировки соединений. Значения η приближаются к единице с увеличением числа переходных отверстий, создающих возможность обхода пересечений трасс. В многослойных печатных платах особенно эффективны межслойные переходы в шаге трасс двусторонних внутренних слоев со строго ортогональной трассировкой.

С учетом ортогональности трассировки возможной анизотропии плотности трасс в многослойных печатных платах равны [2]:

$$\Pi_X = (n_{\text{тр}X} + 1) \cdot \frac{\eta \cdot m_X}{T}$$

$$\Pi_Y = (n_{\text{тр}Y} + 1) \cdot \frac{\eta \cdot m_Y}{T} \quad (5)$$

Решение уравнений (2) и (3) или (2) и (5) относительно плотности трассировки $n_{\text{тр}}$ или (и) числа сигнальных слоев m_c при заданной плотности компоновки M интегральных схем на печатной плате площадью L_x L_y можно прогнозировать основные конструктивно-технологические характеристики печатного монтажа в зависимости от степени интеграции элементной базы. Применительно к общему расчету многослойных печатных платах с изотропной ортогональной трассировкой можно принять:

$$n_{\text{тр}} = \frac{M \cdot N_k \cdot T \cdot L}{3 \cdot \eta \cdot m_c} - 1 \quad \text{или} \quad m_c = \frac{M \cdot N_k \cdot T \cdot L}{3 \cdot \eta \cdot (n_{\text{тр}} + 1)}$$

Общее число слоев МПП рассчитывается исходя из (4):

$$m = m_c + (m_c - 1) + m_M = 2 \cdot m_c + 1, \\ \text{или} \quad m = 2 \cdot (m_{cX} + m_{cY}) + 1$$

Заключение:

Рассмотрены расчетные формулы для определения числа межсоединений, суммарной длины соединений, плотности монтажа и плотности соединений, рассмотрено соотношение между плотностями соединения и монтажа, а также рассмотрена формула, для определения общего числа слоев в МПП, которые могут быть использованы для создания программного продукта для автоматизации производственного процесса.

Литература:

1. Медведев А. Печатные платы. Конструкции и материалы. – М.: Техносфера, 2005. Печатные платы: Справочник. В 2-х книгах / Под ред. К.Ф.Кумбза. – М.: Техносфера, 2011.
2. Медведев А. Электронные компоненты и монтажные подложки. Постоянная интеграция. – Компоненты и технологии, 2006, №12.

СКАНИРУЮЩИЙ ПРИЕМНИК

А.В. Скляр, О.Е. Компанец, В.О. Коваль, А.Б. Ионов
Омский государственный технический университет,
г. Омск, sklyar962015@mail.ru

Работа посвящена исследованию особенностей построения приемного устройства, построенного на основе супергетеродина с двумя преобразованиями частоты и непрерывным сканированием эфира.

The work is devoted to the study of the features of the construction of the receptor, built on the basis of superheterodyne with two frequency conversions and continuous scanning of ether.

На сегодняшний день радиоприемные устройства входят в состав систем связи, которые можно разделить на переносимые и перевозимые, имеющие автономные источники питания и работающие в широких диапазонах частот. [1] Такие устройства осуществляют прием сигналов с амплитудной, узкополосной или широкополосной частотной модуляцией. Некоторые устройства регистрируют сигналы, передаваемые на частотах верхней или нижней боковой полосы, а также радиотелеграфные посылки.

Сканирующие радиоприемные устройства используются для организационного контроля выбора рабочих частот, а также пропуски, из широкого диапазона эфира, с высокой скоростью сканирования, а также хранением (запоминанием) в памяти устройства частоты, в которых была замечена активность. Другими словами, используются для поиска, обнаружения и приема требуемых радиосигналов.

Работать такое устройство может под управлением персонального компьютера (ПК) через встроенный компьютерный интерфейс RS-232, используемый для дистанционного управления. Учитывая универсальность сканирующего приемника как средства обнаружения, такие изделия используют в стационарных и полевых условиях. [2]

Представляемое приемное устройство выполнено по супергетеродинной схеме с двумя ступенями преобразования частоты и обеспечивает одновременный прием пяти частотно-манипулированных несущих частот - канала телеуправления и четырех информационных каналов. Информационный канал разделен на четыре для упрощения поиска и увеличения скорости непрерывного сканирования, а также обработки принимаемых сигналов.

Приемник такого типа будет эффективнее, чем обычные сканирующие устройства, в которых сканирование временно прерывается на время совершения связи. Помимо этого, такое устройство при желании можно сделать широкополосным, что позволит расширить применение.

По команде от ПК по каналу телеуправления, демодулятор приемника осуществляет подключение нужного информационного канала.

Предположительно, что частота первого зеркального канала имеет высокое значение и эффективно подавляется в преселекторе, а избирательность по второму зеркальному каналу обеспечивает усилитель промежуточной частоты. Полосовые ПАВ фильтры, расположенные во входной цепи, тоже участвуют в подавлении помех, проникающих из побочных каналов.

Обобщенная схема приемного устройства представлена на рисунке 1.

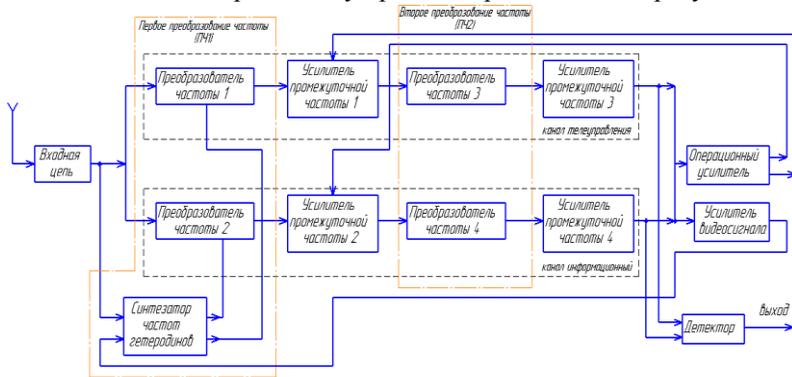


Рисунок 1 – Обобщенная структурная схема приемного устройства

На выходе промежуточной частоты кроме полезного сигнала суммарной или разностной частоты всегда присутствуют паразитные сигналы комбинационных составляющих, поэтому после первого преобразования частоты предпочтительно расположить кварцевые фильтры. Тракт со второй промежуточной частотой повышает избирательность по соседнему каналу.

Уменьшить влияние нестабильности частоты первого гетеродина можно исполнением гетеродина в виде синтезатора частоты с заданным шагом перестройки. В синтезаторе происходит формирование сигналов управления и запись кода частоты при помощи микросхемы. [3]

Блок операционного усилителя регулирует аттенуатор, который улучшает линейность тракта приема.

На входе функционального узла детектирования находится аналого-цифровой преобразователь. Сигнал в параллельном коде поступает для демодуляции на программируемую логическую интегральную микросхему (ПЛИС). В ПЛИС аппаратно реализован алгоритм демодуляции двух каналов с ЧТНФ (частотная телеграфия с непрерывной фазой), такой вид модуляции обеспечивает передачу информации в двоичной системе счисления. Каждому сочетанию символов в каналах приписывается определенная частота, заведомо известная базовой станции (БС). [4]

Управление демодулятором осуществляется по шине I2C. С выхода демодулятора два сигнала, соответствующих каналу телеуправления и абонентскому информационному каналу, подаются по внутристанционному стыку на выходной разъем приемника.

Повышение помехоустойчивости приема достигается согласованием полосы пропускания усилителя промежуточной частоты с шириной спектра сигнала. Для уменьшения влияния нестабильности гетеродина в радиоприемниках используют системы автоматической стабилизации промежуточной частоты. Для улучшения стабилизации используется кварцевый автогенератор (КАГ) для гетеродина второго преобразования частоты.

Для определения надежности и правильности сигнала приема, используется детектор ошибок, который определяет достоверность сигнала, путем посимвольного сравнения кодов. Измерение может быть выполнено с использованием шлейфа, т.е. путем измерения ошибок с одной оконечной станции при установке на противоположном конце шлейфа. Измеренное значение коэффициента ошибок отражает качество передачи при прохождении сигнала в обоих направлениях. Битовые ошибки являются основным источником ухудшения качества связи, проявляющегося в искажении речи в телефонных каналах, недостоверности передачи информации или снижении пропускной способности передачи данных.

Алгоритм сканирования происходит следующим образом:

1 Сканирование эфира. Поиск происходит по информационным каналам, во всем диапазоне частот.

2 Абонентская станция, на борту которой расположен сканирующий приемник, находится в зоне действия базовой станции?

Если да, то происходит проверка на ошибки кода, побитно, анализируется шумовая характеристика, выбранной частоты. И далее происходит действие по п.3.

Если нет, то сканирование продолжается без проведения проверки на битовые ошибки.

3 Происходит прием, передача и обмен информацией с базовой станцией.

4 Завершение обмена информацией либо завершение разговора абонента.

Сканирование эфира не прерывается при разговоре абонента с базовой станцией. По информационным каналам происходит поиск, а по каналу телеуправления совершается связь. Как только разговор закончен, абонент совершает сигнал отбоя (кладет трубку). И по каналу телеуправления вновь возобновляется обмен данными между базовой и абонентской станциями.

Таким образом, сканирующее приемное устройство, как уже говорилось ранее, применимо для полевых условий. При переходе из зоны действия одной базовой станции в другую, анализируется помимо коэффициента значение шумовых характеристик разрешенных для сканирования частот и выбирается наилучшая частота с наименьшим значением коэффициента шума и коэффициента ошибок, для приема и передачи информации. При всех расписанных выше манипуляциях можно создать высокоскоростное приемное устройство непрерывного сканирования.

Литература:

1. Колосовский Е.А. Устройства приема и обработки сигналов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012. – 456 с.

2. Современные информационные каналы и системы связи: учеб. пособие / В. А. Майстренко, А. А. Соловьев [и др.]. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2017. – 452 с.

3. Аржанов В. А. Проектирование радиоприемных устройств / В. А. Аржанов, А. П. Науменко. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2008. – 312 с.

4. Проектирование радиоприемных устройств: под ред. А. П. Сиверса. учеб. пособие / С. М. Клич, А. С. Кривленко [и др.]. – М.: «Сов. радио», 1976. – 486 с.

5. Сканирующий приемник [Электронный ресурс] / РФ – Режим доступа: <http://www.freepatent.ru/patents/2267226>, свободный.

6. Радиоприемное устройство когерентной РЛС [Электронный ресурс] / РФ – Режим доступа: <http://www.findpatent.ru/patent/218/2189054.html>, свободный.

7. Мамчев Г. В. Основы радиосвязи и телевидения / учеб. пособие для вузов / Г. В. Мамчев. – М.: Горячая линия – телеком, 2007. – 416 с.

8. Аржанов В. А. Проектирование радиоприемных устройств / В. А. Аржанов, А. П. Науменко. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2008. – 312 с.

АНТЕННЫЙ РЕТРАНСЛЯТОР X-ДИАПАЗОНА

Л.В. Сорока, К.А. Лайко

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, moonlight54rus@gmail.com**

В работе приводится конструкция печатного ретранслятора, работающего в диапазоне частот 8-12 ГГц выполненного на основе излучателя Вивальди. В заданном диапазоне получены следующие характеристики: КСВ менее 2, КУ меняется от 2.1 до 8.82 дБ, поляризация вектора E линейная и соответствует плоскости печатной платы.

The paper presents the design of a printed repeater operating in the frequency range 8-12 GHz made on the basis of the Vivaldi emitter. In the given range, the following characteristics are obtained: SWR less than 2, gain varies from 2.1 to 8.82 dB, polarization of the vector e is linear and corresponds to the plane of the PCB.

В данной работе проводится исследование характеристик модели антенного ретранслятора, изготовленного в печатном исполнении. Материал проводника – медь, толщина слоя 0.1 мм, подложка выполнена из материала Taconic RF-35 ($\epsilon=3.5$, $\text{tg } \Delta = 0.0025$) толщиной 1мм. Расчеты характеристик выполнены в среде программы CST Studio Suit 2017. Полученные характеристики представлены на следующих графиках:

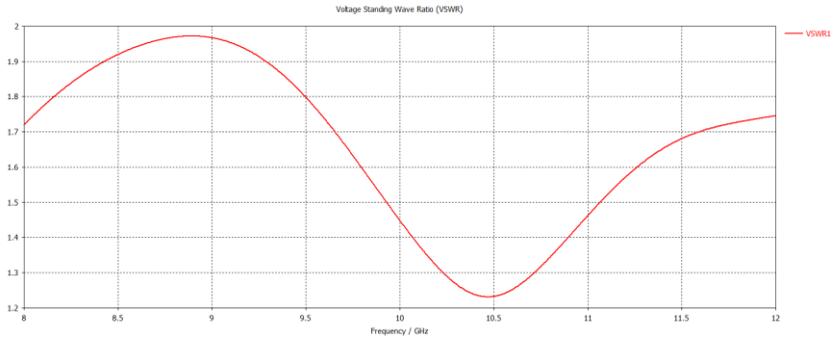


Рисунок 1. Зависимость КСВ от частоты

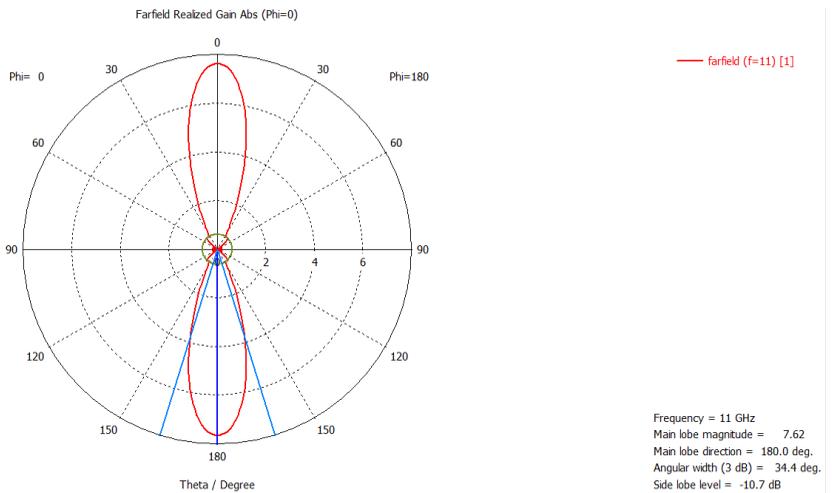


Рисунок 2. Диаграмма направленности в плоскости E

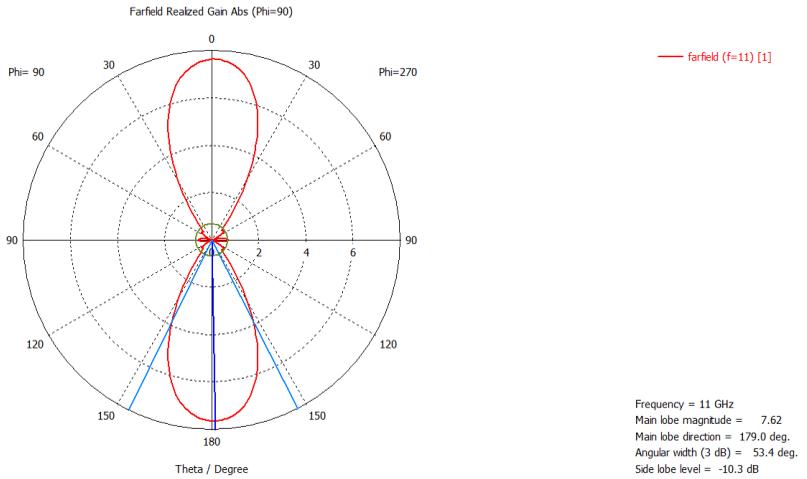


Рисунок 3. Диаграмма направленности в плоскости H

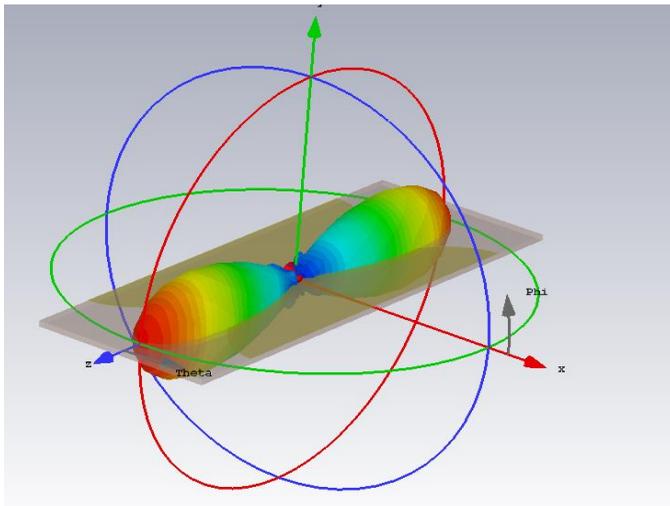


Рисунок 4. Диаграмма направленности в 3D визуализации

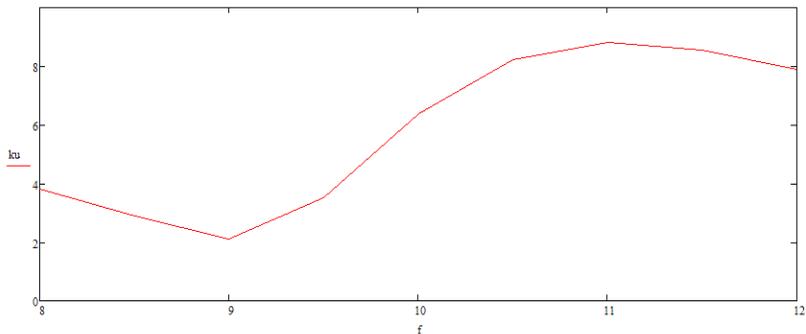


Рисунок 5. Коэффициент усиления в полосе частот

Заключение: Данную антенну можно использовать в качестве антенного ретранслятора в системах связи указанного диапазона

Конструкция антенны может содержать цилиндрический обтекатель или металлический экран, размещенный по центру платы в поперечном направлении

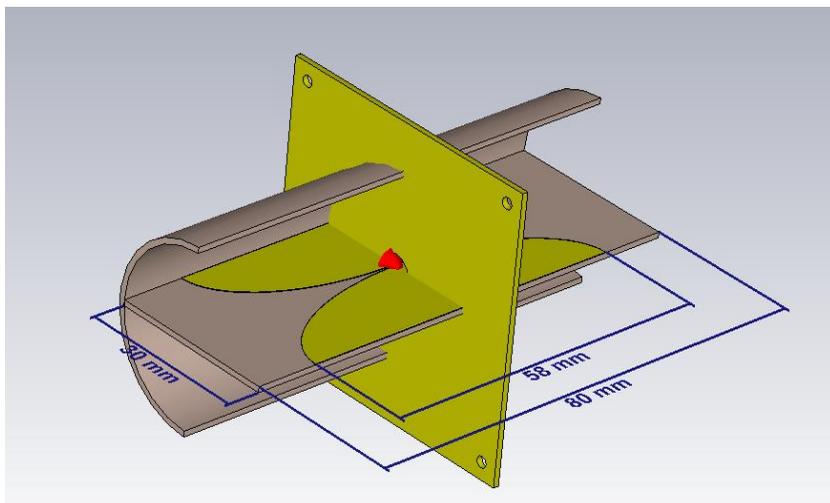


Рисунок 6. Вариант конструктивного выполнения ретранслятора

Литература:

1. Анализ и синтез широкополосной планарной щелевой антенны с экспоненциальным изменением ширины щели для систем широкополосного доступа - И.Г. Рязанов, А.А. Бякин, О.А. Белоусов - 2013
2. Антенны и устройства СВЧ – Д.М.Сазонов – 1988
3. Устройства СВЧ и антенны – Е.И.Нифёдов – 2009

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА ПРЕЦИЗИОННОГО ИСТОЧНИКА ТОКА

А.Ю. Тайлаков, А.В. Кривецкий
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, Nikaru@211.ru

В работе приводится описание устройства прецизионного источника тока, разработанного для указанных диапазонов с заданной точностью. Описаны основные принципы реализации устройства, его узлы и компоненты.

The paper describes the device of a precision current source developed for these ranges with a given accuracy. The basic principles of the device implementation, its components and components are described.

Для многих практических задач очень часто встает потребность в использовании устройств формирования различных сигналов разной величины. Очень часто таковыми являются источники энергии, лабораторные источники напряжения и тока. Не всегда все решения представленные на рынке могут удовлетворить запросы по точности, выдерживая, при этом, определённую целесообразную стоимость. Разрабатываемый источник тока согласно техническому заданию должен обеспечивать формирование постоянного тока в нагрузке с сопротивлением:

от 0 до 100 Ом в диапазоне $0 \div \pm 100$ мА;

от 0 до 1 кОм в диапазоне $0 \div \pm 10$ мА;

от 0 до 10 кОм в диапазоне $0 \div \pm 1$ мА;

от 0 до 100 кОм в диапазоне $0 \div \pm 100$ мкА;

от 0 до 1 МОм в диапазоне $0 \div \pm 10$ мкА;

от 0 до 10 МОм в диапазоне $0 \div \pm 1$ мкА;

Известно, что самая простая схема источника тока, это схема преобразования напряжения в ток через включенный последовательно резистор между терминалом напряжения и нагрузкой. Но эта схема имеет

огромный минус - зависимость выходного тока от сопротивления нагрузки. Исходя из этого, плюс учитывая задания и диапазонов работы источника, была выбрана схема источника Хауланда, с заземлённой нагрузкой на операционном усилителе[1]. Схема представлена рисунке 1.

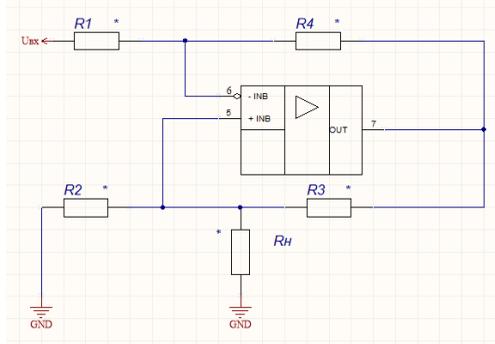


Рисунок 1 – Источник тока Хауланда.

Принцип работы схемы источника тока Хауланда заключается в том, что если резисторы подобраны таким образом, что выполняется соотношение $R_3/R_2 = R_4/R_1$ - то справедливо равенство:

$$I_H = -U_{BX}/R_2$$

где I_H — ток нагрузки; U_{BX} — входное напряжение.

Эта схема имеет огромное преимущество, кроме одного - резисторы должны быть очень точно подобраны по номиналу с минимальными отклонениями, в противном случае, схема работать не будет. Но даже при соблюдении этого условия ограничения вносит коэффициент КОСС операционного усилителя.

При большом токе на выходе резисторы должны быть не большими, тем самым накладывает ограничение выходной диапазон. Помимо этого, на высоких частотах выходной импеданс может существенно уменьшаться - от требуемого бесконечного значения до всего лишь порядка нескольких сотен Ом - это соответствует выходному сопротивлению операционного усилителя без обратной связи.

Перед тем, как говорить о формировании тока на выходе нашего источника, первоначально нужно рассмотреть способы формирования напряжения на входе устройства. Решения, базирующиеся только на аналоговой схемотехнике не позволят получить высокую точность. Поэтому для генерации входного воздействия будет использоваться Сигма-дельта ЦАП. Принцип его работы таков, что преобразование реализуется с помощью сигма-дельта модуляции, когда квантование производится всего одним разрядом, но с частотой, в несколько десятков раз больше частоты Найквиста (половина частоты дискретизации). Сигма-дельта модулятор преобразует входной сигнал в последовательный непрерывный поток нулей и единиц. Если входной сигнал близок к положительному краю полной шкалы, в битовом потоке на выходе больше единиц, чем нулей, и наоборот, если сигнал ближе к отрицательному краю, то больше нулей. Для сигнала, близкого к средней отметки шкалы, количество нулей и единиц примерно одинаково[2].

Основное преимущество данного решения – высокая (по сравнению с другими ЦАП) разрешающая способность. Это достигается за счёт большой временной избыточности. Именно этот вариант в большей степени подходит для проектирования источника тока, а именно для части генерации стабильного напряжения. В итоге, был выбран ЦАП от фирмы Texas Instruments DAC1282.

Как было сказано выше, основным компонентом схемы будет являться операционный усилитель. Необходимо выбрать усилитель с минимальным шумом и смещением рабочей точки. Было принято решение использовать малошумящий операционный усилитель ADA4522 фирмы Texas Instruments. Он имеет плотность шума порядка $5.8 \frac{\text{нВ}}{\sqrt{\text{Гц}}}$, а смещение нуля равно 0.7мкВ типовое и 5мкВ максимальное значение. В

Так же, для источника тока будет использоваться АЦП, который будет использоваться для контроля выходного тока в цепи обратной связи и передачи цифровых значений на внешний терминал для дальнейшего автоматизированного контроля и подстройки. К нему выставлено такое же требование, как и к ЦАПу - высокая разрешающая способность, чтобы скомпенсировать собственную нелинейность характеристики преобразования. Исходя из этого выбор пал на АЦП ADS1282 фирмы Texas Instruments. Итоговая схема, со всеми вышеописанными решениями и компонентами представлена на рисунке 2.

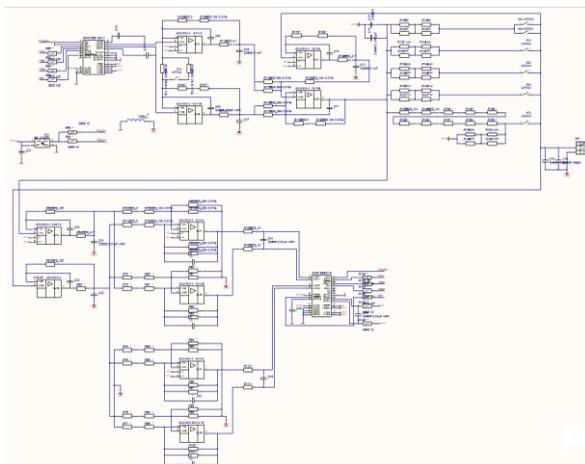


Рисунок 2 – Схема прецизионного источника тока

Следует отметить, что в схеме нужны прецизионные резисторы, для операционных усилителей, которые будут определять коэффициент усиления. Также, малым разбросом должны обладать шунтирующие резисторы. Для них, так же, применён такой схмотехнический приём – например, шунт для диапазона $\pm 1\text{ мкА}$ порядка 10 МОм собирается из 10 резисторов номиналом 1 МОм . Сделано это с целью снижения разброса – разброс в 0.01% для 10 МОм заведомо больше, чем те же разбросы для 10 резисторов номинала 1 МОм .

В заключении хотелось бы отметить важность применения цифровых решений и их незаменимость, так как невозможно выдержать достаточно большую точность, применяя только аналоговую схмотехнику. Отсюда появляется необходимость применения новых подходов уже в известных устройствах. Помимо стабильности выходных параметров устройства, «цифра» позволяет так же автоматизировать контроль на выходе, с последующей подстройкой на входе, тем самым позволяя строить все более сложные автономные системы, уже без дополнительного вмешательства со стороны человека во время работы устройства.

Литература:

1. Хоровиц П. Искусство схмотехники [Текст] /Хоровиц П., Хилл У., Перевод О. Л. Соболева - Бином , 2014 - 706 с.
2. Волович Г. Сигма дельта ЦАП [Текст] /Волович Г. // Компоненты и технологии 2002 №5 - С. 56-58.

АНАЛИЗ СИГНАЛОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ СОПУТСТВУЮЩИХ РАЗРУШЕНИЮ ГОРНЫХ ПОРОД

Г.О. Шапорева, А.А. Бизяев, Г.Е. Яковичкая¹

¹Институт горного дела им. Н.А. Чинакала СО РАН

Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, Россия, shganna@bk.ru, bizyaev@corp.nstu.ru

В работе представлены результаты экспериментального исследования параметров сигнала электромагнитного излучения сопутствующих разрушению горных пород. В ходе эксперимента исследовались образцы горной породы, которые при одноосном сжатии разрушались до полной потери несущей способности. Синхронно регистрировались сигналы электромагнитного излучения, нагрузки и перемещения. В структуре сигнала электромагнитного излучения выявлены параметры сигнала, соответствующие различным стадиям разрушения горной породы.

The paper presents the results of an experimental study of the electromagnetic emission signal parameters connected with the destruction of rocks. In the experiment, we investigated the rock samples, which were destroyed to the complete loss of bearing capacity in uniaxial compression. Signals of electromagnetic emission (EME), load and displacement were recorded synchronously. The parameters of the signal corresponding to different stages of rock failure are revealed in the structure of the electromagnetic emission signal.

Одним из перспективных направлений прогноза динамических проявлений горных пород является бесконтактный метод, основанный на интерпретации сигналов электромагнитного излучения (ЭМИ) [1], сопутствующего процессу разрушения горной породы. Для исследования сигналов ЭМИ в лабораторных условиях разрушались образцы горных пород, различных по своему геологическому составу, путем одноосного сжатия до полного разрушения. В процессе разрушения синхронно регистрировалась нагрузка и перемещение, по которым определялись стадии нагружения и деформация, синхронно механическими параметрами регистрировался сигнал ЭМИ. В ходе экспериментальных исследований выявлены параметры сигнала ЭМИ характерные различным стадиям нагружения. Интерпретация стадий разрушения образцов горных пород по параметрам ЭМИ соответствует концентрационной модели [2]. Показано, что на различных стадиях разрушения образцов горных пород, меняются спектр сигнала, интенсивность одиночных импульсов, энергия сигнала в единицу времени, что соответствует стадиям схлопывания микротрещин, их концентрации в магистральную трещину

и её росту. Выявлены параметры сигнала ЭМИ, соответствующие лавинообразному разрушению горной породы характеризующую стадию предразрушения. Показано, что для различных, по механическим и геологическим свойствам образцов горных пород параметры сигналов ЭМИ отличаются, но характерность изменения стадий остается постоянной, что можно использовать как общий критерий при построении оборудования прогнозирования динамических проявлений горного давления по сигналам ЭМИ.

Таким образом, показано, что применение метода ЭМИ для прогноза изменения напряженно-деформированного состояния массива горных пород требует предварительного анализа геологического состава рудного тела.

Литература:

1. Курленя М.В., Вострецов А.Г., Кулаков Г.И. и др. Регистрация и обработка сигналов электромагнитного излучения горных пород. Новосибирск: СО РАН, 2000. 230 с.

2. Куксенко В.С., Махмудов Х.Ф., Манжиков Б.Ц.. Концентрационная модель разрушения твердых тел и прогнозирование катастрофических ситуаций крупномасштабных объектов // Физико-технические проблемы разработки полезных ископаемых, №. 4, 2010. С. 29-40.

ОЦЕНКА УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С УЧЕТОМ НЕТОЧНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ.

Ярославцева А.В, Лайко К.А

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, nastya217058@rambler.ru**

В работе рассматривается вариант оценки уровня боковых лепестков фазированной антенной решетки с учетом неточности реализации амплитудно-фазового распределения. Полученная формула позволяет представить диаграмму направленности как суперпозицию двух диаграмм, которые можно рассматривать независимо друг от друга.

The paper discusses the option of estimating the level of side lobes of a phased antenna array, taking into account the inaccuracy of the implementation of the amplitude-phase distribution. The resulting formula allows you to submit a radiation pattern as a superposition of two diagram, which can be viewed independently of each other.

С каждым годом происходит усложнение и расширение различного рода задач, решаемых современными радиоэлектронными системами (РЭС). Из-за увеличения требований к техническим и тактическим характеристикам РЭС встала острая необходимость в исследовании возможностей улучшения показателей антенной решетки (АР). Одно из основных мест в исследованиях антенной решетки занимает вопрос оценки уровня боковых лепестков фазированной антенной решетки с учетом неточности реализации амплитудного фазового распределения.

При исследовании характеристик антенной решетки необходимо учитывать влияние случайных помех. Данное исследование позволяет понять потенциальные возможности антенной решетки, то и целой РЭС.

Чтобы учесть влияние неточности реализации амплитудно-фазового распределения была основана теория антенн со случайными источниками - статическая теория антенн. В общем понимании могут быть случайными амплитуда и фаза источников сигнала, а так же и их пространственное положение. Данная теория позволяет учесть влияние случайных факторов на параметры антенной решетки при увеличении и усложнении конструкции[1].

В данной статье будут рассмотрены задачи статистического анализа, в рамках которого будет определять уровень боковых лепестков, с заданными статистическими параметрами. В рамках работы будут введены такие понятия как реальная и теоретическая диаграмма направленности (ДН) ФАР. Реальная ДН будет с учетом ошибок по амплитуде и по фазе. Без ошибок ДН будет называться теоретической. При расчете ДН ФАР направленные свойства излучателей не учитывались.

В ходе работы будут рассмотрены амплитудные и фазовые ошибки, имеющие нормальный закон распределения. Согласно данному закону случайная величина имеет нормальное распределение. Амплитудная ошибка Δa вносится следствием работы аттенуатора и фазовращателя. Данный род ошибки возникает при установке амплитудно-фазового распределения. Основную долю в формировании ошибки вносит аттенуатор. Небольшая амплитудная ошибка возникает при работе фазовращателя, которая формируется за счет паразитной амплитудной модуляции. Данная ошибка включена в СКО $\sigma_a = 0.06$. Фазовая ошибка $\Delta \varphi$ возникает в результате использования в ППМ шести дискретного

фазовращателя. Точность установки фазы для данного фазовращателя является половина последнего дискрета. СКО фазовой ошибки $\sigma_\varphi = 0.06$.

Представляем реальную ДН как суперпозицию теоретической и фоновой диаграммы направленности. Запишем ДН ФАР в общем виде[1]:

$$F(\theta) = \sum_{n=-N}^N \dot{A}_n e^{j(kx_n \sin\theta)} = \sum_{n=-N}^N \dot{A}_n e^{j\Phi_n^{\text{II}}},$$

где $\Phi_n^{\text{II}} = kx_n \sin\theta$ - пространственно фазовый сдвиг;

$x_n = \frac{d}{2}(2n - 1)$ - координата n -го излучателя для эквидистантой ФАР;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - волновое число;

$\dot{A}_n = (A_n + \Delta a_n) e^{j\Delta\varphi_n}$ - комплексное амплитудное распределение, содержащее амплитудную и фазовую ошибку.

Комплексное амплитудное распределение с учетом ошибок будет выглядеть так:

$$\dot{A}_n = (A_n + \Delta a_n) e^{j\Delta\varphi_n},$$

где

$n = 1 \dots N_{\text{изл}}$, $N_{\text{изл}} = 2N$ число излучателей.

Представим комплексное амплитудное распределение с помощью формулы Эйлера. Фазовые и амплитудные ошибки малы, являются величинами одного порядка, стремящимися к нулю. Поэтому $\Delta\varphi_n \rightarrow 0 \Rightarrow \sin(\Delta\varphi_n) \rightarrow \Delta\varphi_n$ и $\cos(\Delta\varphi_n) \rightarrow 1$.

Тогда формула будет выглядеть как:

$$\dot{A}_n = A_n + \Delta a_n + j(\Delta a_n \Delta\varphi_n + A_n \Delta\varphi_n).$$

Поскольку $\Delta a_n \Delta\varphi_n$ - малая величина, то ей можно пренебречь.

Тогда:

$$\dot{A}_n = A_n + \Delta a_n^f,$$

где

$\Delta a_n^f = \Delta a_n + jA_n \Delta \varphi_n$ - амплитудно-фазовое распределение фоновой ДН.

Подставляем полученное соотношение в формулу ДН в общем виде. В результате получаем формулу реальной ДН ФАР через сумму теоретической и фоновой ДН.

$$F(\theta) = f_{\text{теор}}(\theta) + f_{\text{фон}}(\theta),$$

где

$$f_{\text{теор}}(\theta) = \sum_{n=-N}^N A_n e^{j\Phi_n^{\Pi}} - \text{теоретическая ДН ФАР};$$

$$f_{\text{фон}}(\theta) = \sum_{n=-N}^N \Delta a_n^f e^{j\Phi_n^{\Pi}} - \text{фоновая ДН ФАР}.$$

Заключение:

Представление реальной ДН, как суперпозиции теоретической и фоновой, позволяет проводить отдельный анализ фоновой ДН независимо от теоретической, а именно оценить ее вероятностно-статистические характеристики с учетом реальных элементов, входящих в состав распределительной системы ФАР. Исходя из полученных статистических характеристик фоновой ДН, проводится оценка ожидаемого уровня боковых лепестков реальной ДН с заданной вероятностью для любого теоретического амплитудного распределения.

Литература:

1. Шифрин Я.С. Вопросы статической теории антенн. -М.: Советское радио, 1970, 384 стр.

**МЕТОД СНИЖЕНИЯ ПОМЕХ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ СИГНАЛА
ЧЕРЕЗ ЕМКОСТНЫЕ ЭЛЕКТРОДЫ ДЛЯ ПОРТАТИВНОГО
КАРДИОГРАФА**

А.А. Бояхчан, М.А.Иванов, Уваров А.А., И.А. Лежнина
Национальный исследовательский Томский политехнический
университет, г. Томск, bojahchyan@yandex.ru

После принятия в РФ закона о телемедицине, который позволяет проводить удаленную медицинскую диагностику в 2018, телемедицина в стране начала развиваться, но все еще сильно отстает от зарубежных конкурентов. В статье описаны причины, по которым существующие методы портативной регистрации ЭКГ уступают клиническим аналогам и способы их устранения.

After the adoption of the law on telemedicine in the Russian Federation, which allows for remote medical diagnostics in 2018, telemedicine in the country began to develop, but still lags far behind foreign competitors. The article describes the reasons about existing methods of portable ECG recording are inferior to clinical analogues and how to eliminate them.

Группой молодых ученых Томского политехнического университета был разработан портативный кардиограф, позволяющий регистрировать электрокардиограмму по двум каналам с грудных отведений. Проведены доклинические исследования по определению диагностической ценности показаний. Экспериментальное исследование эффективности применения персональных систем теле-ЭКГ для клинических случаев со сложно-фиксируемыми спонтанными симптомами проводятся в рамках Гранта Президента МК-4356.2018.8.

В рамках выполнения проекта ранее, были получены следующие результаты:

- проведены испытания прототипа электрокардиографа на пациентах отделения неотложной кардиологии на базе Федерального государственного бюджетного научного учреждения «Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук» с патологией сердца с целью определения диагностической ценности электрокардиограммы получаемой при помощи регистрации сигнала с «сухих» электродов;

- изготовлена и испытана измерительная система с использованием уникальных «сухих» электродов фирмы Plessey Semiconductors [1];

- разработана специальная система крепления электродов, для лучшего контакта с телом пациента;
- выявлена область применения - системы удаленного индивидуального мониторинга ЭКГ (нарушений сегмента ST, а также нарушений сердечного ритма) у пациентов с ишемической болезнью сердца (ИБС).

В кардиографе использовались «сухие» электроды фирмы Plessey Semiconductors, которые дают возможность бесконтактного измерения без предварительной подготовки (смазывание кожи контактным гелем) и дополнительных датчиков. За счет этого сокращается время измерения, а конструкция корпуса обеспечивает простоту применения и корректность наложения электродов.

Потребность в разработке бесконтактных электродов появилась не так давно (менее 10 лет назад). Пока только компания Plessey Semiconductors подобные электроды на продажу. С 2016 года из-за введенных санкций импорт таких электродов в РФ запрещен, что делает их использование в кардиографах невозможным.

Поэтому было решено создать собственные аналоги ёмкостных электродов, при этом реализовав схему таким образом, чтобы избежать недостатков электродов фирмы Plessey Semiconductors. Данная работа ведется при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-38-00535.

Оценка наличия диагностической информации в сигнале, полученном с «сухих» встроенных электродов первоначально производилась на основе сравнения оригинальной электрокардиограммы (ЭКГ), полученной с помощью стандартного способа, т.е. с помощью грудных отведений с применением стандартных медицинских «мокрых» самоклеящихся электродов, с ЭКГ полученной с помощью встроенных электродов. Исследование проводилось НИИ Кардиологии г.Томска. Врачи-кардиологи НИИ Кардиологии, а также испытания на пациентах подтвердили диагностическую ценность ЭКГ, полученную с нестандартных датчиков [2].

Основным недостатком «сухих» электродов является их подверженность помехам, это приводит к необходимости использования дополнительных средств для улучшения качества получаемого сигнала, так же это позволит расширить возможности применения прибора в различных условиях. Для того, чтобы определить какие составляющие сигнала

необходимо убрать, был проведен спектральный анализ сигнала. Результаты представлены на рисунке 1.

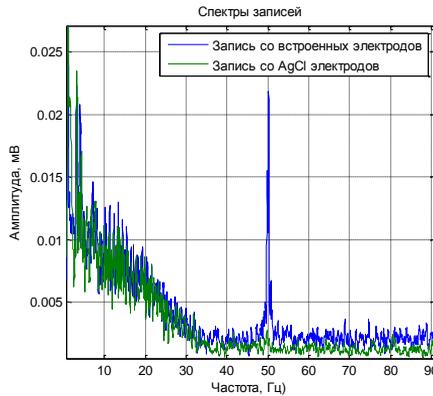


Рисунок 1 - Спектральный состав сигналов

Анализируя полученные спектры можно сказать, что во время использования емкостных электродов в сигнале появляется две помехи:

- помеха в 50 Гц («сетевая наводка» или помеха от сетей электропередач);

- широкополосная помеха на частоте от 10 Гц до 20 Гц.

Помеха в 50 Гц убирается из сигнала двумя способами:

- С помощью частотного фильтра;
- Выполнение полного экранирования «сухого» электрода и

обеспечение лучшего согласования сигналов между телом человека и макетом прибора.

Широкополосную помеху на частотах (10 – 20) Гц невозможно отфильтровать частотным фильтром, так как, спектр данной помехи перекрывает спектр полезного сигнала и применение частотного фильтра приведет к искажению сигнала, что в последствии приведет к неверной интерпретации и как следствие, неверной постановке диагноза.

Был проведен обзор литературы в области данной задачи, вследствие чего была выдвинута гипотеза, что решение может быть найдено в регистрации биоимпеданса между электродом и кожей человека. Исследования проводились с помощью персонального кардиографа ЭКГ-Эксперс.

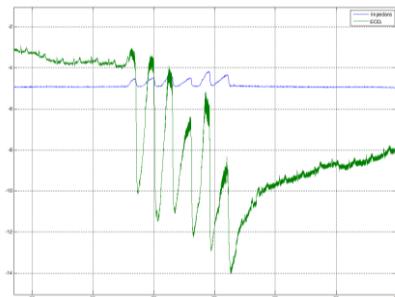


Рисунок 2 - Регистрация биоимпеданса и ЭКГ

Из рисунка 2 видно, что помеха, присутствующая в сигнале ЭКГ имеет корреляцию с изменением биоимпеданса. На основе этого, можно сделать вывод, о возможности создание адаптивной системы способной на основании сигнала от биоимпеданса выделять и вычитать помеху из сигнала ЭКГ, тем самым производя его стабилизацию.

Работа, направленная на создание, исследование и последующее внедрение емкостных датчиков ЭКГ с повышенной надежностью измерения проводится группой молодых исследователей Томского политехнического университета, исследование выполняется при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-38-00535.

Литература

1. А. Бекмачев Датчики Epic от Plessey Semiconductors – прорыв сенсорных технологиях // Компоненты и технологии - №1. - 2013. –с. 130-133.
2. A.A. Boyakhchyan, I.A. Lezhnina, K.V. Overchuk, V.A. Perchatkin, A.B. Lvova and A.A. Uvarov Clinical trials of a personal electrocardiograph [Электронный ресурс] // II International Conference "Cognitive Robotics". – № 363. – 2018. – URL: <http://iopscience.iop.org/article/10.1088/1757-899X/363/1/012030/pdf> (дата обращения: 25.10.2018). – doi: 10.1088/1757-899X/363/1/012030.

САМОСКАНИРУЮЩИЙ ВОЛОКОННЫЙ ЛАЗЕР СО СТАБИЛЬНЫМ ДИАПАЗОНОМ СКАНИРОВАНИЯ

А.Д. Владимирская, А.Ю. Ткаченко, И.А. Лобач
Новосибирский государственный технический университет
Институт автоматики и электротриетрии СО РАН
г. Новосибирск, anastasiavladimirskaya97@gmail.com

В работе предложена новая схема стабилизации границ сканирования в самосканирующем волоконном лазере с использованием волоконной брэгговской решетки (ВБР) и волоконного кольцевого зеркала (ВКЗ). Одновременное применение двух ВБР уменьшает флуктуации границ сканирования с единиц нанометров до единиц пикометров.

We propose a new scheme using a fiber Bragg grating (FBG) and a fiber loop mirror (FLM) for stabilizing the boundaries of sweeping range in a self-sweeping fiber laser. The simultaneous application of two FBGs reduces the fluctuations of the sweeping boundaries from units of nanometers to units of picometers.

Перестраиваемые лазеры широко применяются в различных областях науки и техники. Обычно перестройка длины волны осуществляется с помощью спектральных перестраиваемых элементов и драйверов, что усложняет конструкцию лазера. Однако существует класс волоконных лазеров, с самосканированием частоты, в которых перестройка частоты генерации происходит без специальных перестраиваемых элементов. Самосканирование связано с формированием динамических решеток коэффициента усиления и показателя преломления в активной среде лазера [1-2]. Одной из ключевых характеристик самосканирующих лазеров является диапазон сканирования, равный абсолютной разности между максимальным и минимальным значением длины волны. Для практических применений лазера важны как ширина, так и стабильность границ диапазона. Однако из-за неконтролируемого характера процесса сканирования диапазон может иметь непостоянные границы. Ранее [3] для стабилизации границ в качестве выходного зеркала лазера использовался отражатель Майкельсона на основе слабоотражающей волоконной брэгговской решетки (ВБР) и скола волокна. Для создания слабого отражения в работе использовался волоконный ослабитель, что увеличивало потери выходного сигнала. Для решения этой проблемы в данной работе предлагается использовать селективное плотное зеркало. Такое зеркало может быть получено с помощью добавления ВБР в волоконное кольцевое зеркало (ВКЗ) [4]. При этом может наблюдаться

стабилизация как стартового, так и конечного значения длины волны сканирования в зависимости от расположения селектора относительно плотного зеркала.

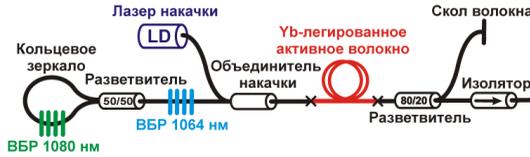


Рис.1. Схема волоконного самосканирующего лазера

В работе использовался волоконный самосканирующий иттербиевый лазер (Рис.1). Схема изготовлена из компонентов на основе волокон с сохранением поляризации. В качестве активной среды было выбрано иттербиевое волокно с двойной оболочкой длиной 3 метра. Резонатор лазера был образован широкополосными ВКЗ на основе волоконного разветвителя 50/50 с одной стороны и сколом волокна с другой. В отсутствие ВБР лазер сканирует в диапазоне от 1058 до 1081 нм (Рис.2а). Для стабилизации границ сканирования в ВКЗ и/или перед ним использовались ВБР с центральными длинами волн 1064 и 1080.8 нм. В ходе эксперимента проводились длительные измерения временной динамики длины волны излучения самосканирующего лазера с помощью быстрого спектрографа Laser Spectrum Analyzer (Angstrom/High-Finesse) при различных условиях.

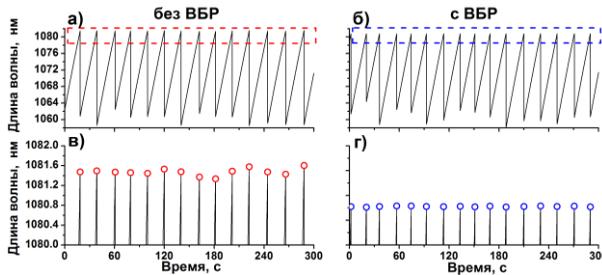


Рис.2. Временная динамика длины волны излучения лазера: а,в) без ВБР; б,г) с ВБР ($\lambda=1080.8$ нм и $R\sim 34\%$).

Для стабилизации конечной границы была выбрана ВБР с длиной отражения $\lambda=1080.8$ нм и коэффициентом отражения $R\sim 34\%$. В соответствии с работой [4] в спектре отражения ВКЗ появляются дополнительные провалы, связанные с наличием

ВБР. На Рис.2-а,в представлена динамика длины волны лазера без добавления ВБР. Как видно, конечная граница имеет большие флуктуации ~ 110 пм. При добавлении ВБР в кольцевое зеркало наблюдалась стабилизация верхней границы и уменьшение флуктуаций до ~ 9 пм (Рис.2-б,г).

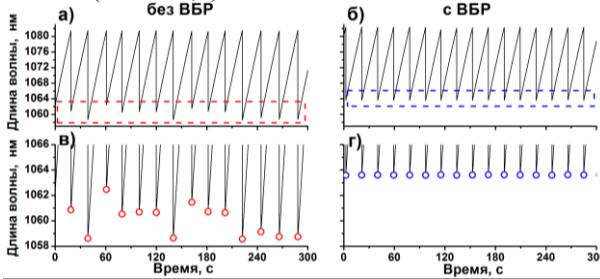


Рис.3. Временная динамика длины волны излучения лазера: а,в) без ВБР; б,г) с ВБР ($\lambda=1064$ нм и $R\sim 27\%$).

Для стабилизации стартовой границы сканирования необходимо селективно создать область с увеличенным коэффициентом отражения. Для этого ВБР с длиной волны 1064 нм и коэффициентом отражения $R\sim 27\%$ помещалась перед ВКЗ (Рис.1), формируя тем самым вложенный в резонатор интерферометр Фабри-Перо. На Рис.3-а,в можно видеть, что без добавления ВБР конечная граница имеет большие флуктуации, достигающие ~ 1.5 нм. При добавлении ВБР непосредственно перед ВКЗ флуктуации конечной границы уменьшаются до ~ 15 пм (Рис.3-б,г).

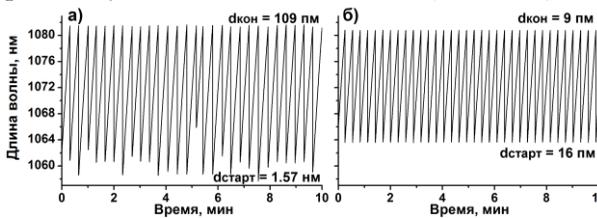


Рис.4. Временная динамика самосканирующего лазера: а) без ВБР; б) с двумя ВБР.

Как можно заметить, предложенные схемы позволяют использовать две ВБР для одновременной стабилизации двух границ. Для этого в схему лазера было вставлено одновременно две ВБР с $\lambda=1064$ нм,

$R \sim 27\%$ и $\lambda = 1080.8$ нм, $R \sim 34\%$ (Рис.1). На Рис.4 представлены временные динамики длины волны лазера в различных конфигурациях. Можно отметить, что в отсутствии каких-либо селекторов (Рис.4а) конечная и стартовая границы сканирования имеют флуктуации порядка 100 и 1500 пм соответственно. При одновременном добавлении ВБР 1080.8 нм в ВКЗ и ВБР 1064 нм перед ВКЗ флуктуации уменьшаются до 9 пм для верхней границы и до 6 пм для нижней границы (Рис.4б).

Для подтверждения механизма стабилизации границ был измерен спектр пропускания отражателя, состоящего из ВКЗ и двух ВБР (Рис.5). Наличие провала в спектре свидетельствует о том, что ВБР, установленная перед ВКЗ, приводит к дополнительному селективному отражению на фоне широкополосного отражения плотного зеркала, что и способствует инициации стартового значения длины волны в процессе сканирования. ВБР, установленная внутри ВКЗ, приводит к дополнительным селективным потерям, что способствует инициации перескока длины волны (завершению цикла сканирования).

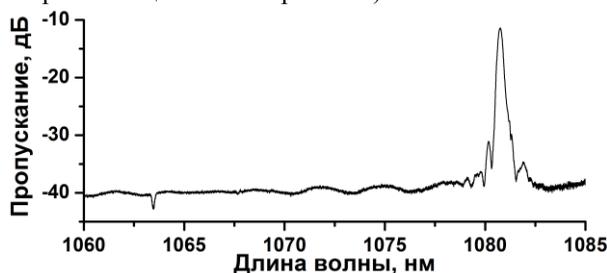


Рис.5. Спектр пропускания ВКЗ с двумя ВБР 1064 нм и 1080.8 нм.

Предложенный подход позволяет значительно улучшить качество спектральной динамики волоконных самосканирующих лазеров, что очень важно для их практических применений.

Экспериментальная работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-32-00563. Работа выполнена в рамках государственного задания ИАиЭ СО РАН (№0319-2018-0004).

Литература

1. *I.A. Lobach, S.I. Kablukov, E.V. Podivilov, S.A. Babin* Self-scanned single-frequency operation of a fiber laser driven by a self-induced phase grating // *Laser Physics Letters*. – 2014. –Vol.11, N 4. – P.045103.

2. P. Peterka, P. Honzátko, P. Koška, F. Todorov, J. Aubrecht, O. Podrazký, and I. Kašík Reflectivity of transient Bragg reflection gratings in fiber laser with laser-wavelength self-sweeping: erratum // Optics Express . –2016. – Vol.24. – P. 16222-16223.
3. A. Yu. Tkachenko, A. D. Vladimirskaia, I. A. Lobach, S. I. Kablukov Michelson mode selector for spectral range stabilization in a self-sweeping fiber laser // Optics Letters. – 2018. – Vol.43. – P. 1558-1561.
4. X. Shu, L. Yu, D. Zhao, L. Zhang, K. Sugden, I. Bennion Transmission characteristics of Sagnac interferometers based on fiber Bragg gratings // J. Opt. Soc. Am. B. –2002. – Vol.19. – P. 2770-2780.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ СТРУКТУРЫ КАРТИН СВЕЧЕНИЯ КОЖНОГО ПОКРОВА В ОБЛАСТИ БИОЛОГИЧЕСКИ АКТИВНЫХ ЗОН ОТ ТИПА МЕРИДИАНА

**И.С. Геворгян¹, Л.Г. А.А. Блохин¹,
С.В. Белавская¹, Л.Г. Навроцкий²**

**1 – Новосибирский государственный технический университет,
2 – ИЛФ СОРАН
г. Новосибирск, ya.irinagevorgyan2013@yandex.ru**

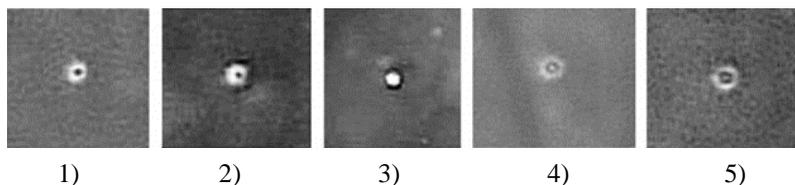
Представлены результаты предварительных исследований зависимости структуры картин свечения кожного покрова в области биологически активных точек (БАТ) от типа меридиана. Исследования проведены на меридианах легких, толстой кишки и перикарда. Показано, что для каждого меридиана структура картины свечения кожного покрова в соответствующих БАТ в основном своя, т.е. результаты предварительных исследований показали, что одна из возможных причин различия структур картин свечения кожного покрова в области БАТ – тип меридиана. Однако ранее было обнаружено, что меридианам перикарда и толстой кишки соответствуют также и другие структуры. Для подтверждения полученных предварительных выводов, а также о наличии связи типа структуры с различными параметрами окружающей среды и самих испытуемых необходимо продолжить исследования и набрать статистику.

The results of further researches about the glow pattern dependence in the area of biologically active points (BAP) is proposed. The researchers were made using the meridian of lungs, colon and pericardium. It is shown that for each meridian the glow patterns have their own structures, i.e. the results of previous researches showed that

one of the reason why the glow patterns have different structures is the type of meridian. However, it was found that there are also other different structures of pericardium and colon meridians. To approve preliminary conclusions and the relation between the types of structures with different parameters of the environment and diagnostic signs, we have to continue doing experiments.

В межвузовской лаборатории (НГТУ-НГМУ – Новосибирск) медицинской электроники при проведении исследований обнаружено свечение кожного покрова в области БАТ при оптическом воздействии. Впервые получено несколько различных структур картин свечения БАТ. Ввиду того, что на сегодня недостаточно изучены биофизические процессы, протекающие в кожном покрове в области БАТ, сложно сформулировать причины различия структур картин свечения.

При исследовании процессов, протекающих в биологически активных зонах, в лаборатории обнаружены несколько структур картин свечения кожного покрова в области БАТ (рис.1) [1,2].



1 – черная сердцевина с белым ореолом, 2 – черная сердцевина с двумя ореолами (белый и темный), 3 – белая сердцевина с темным ореолом, 4 – белая сердцевина с двумя ореолами (темный и белый), 5 – белая сердцевина с тремя ореолами

Рисунок 1 – Структуры картин свечения БАТ

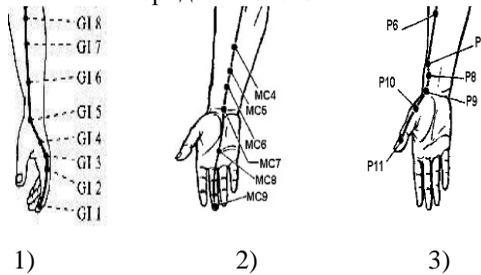
На наш взгляд причин различия структур картин свечения может быть несколько, основные из них:

- влияние физического состояния человека, наличие диагностических признаков;
- влияние индивидуальных признаков человека (пол, возраст, рост, вес, ЧСС, АД — артериальное давление и т.д.);
- влияние внешних условий;
- тип меридиана;

— активность меридиана (промежуток времени, который является наилучшим периодом для лечебного воздействия на орган) [3].

В современной традиционной медицине рассматриваются 14 меридианов (12 симметричных и 2 несимметричных). Шесть основных меридианов имеют энергетическую связь с легкими, селезенкой, поджелудочной железой, сердцем, перикардом, почками и печенью. Вспомогательные меридианы имеют энергетическую связь с толстой кишкой, тонкой кишкой, желудком, мочевым пузырем, желчным пузырем и тремя обогревателями (верхним: легкие и сердце; средним: желудок и селезенка; нижним: почки, печень, тонкий и толстый кишечник и мочевой пузырь) – комплексом органов, управляющих температурой тела. Два несимметричных меридиана (передний, срединный и задний) не связаны с конкретными органами [2].

Для проведения исследований в данной работе выбраны три меридиана (рисунок 2): 2 главных меридиана – меридианы легких и перикарда, и один вспомогательный – меридиан толстой кишки.



1 – меридиан толстой кишки, 2 – меридиан перикарда, 3 – меридиан легких

Рисунок 2 – Расположение меридианов

Результаты экспериментов

Результаты экспериментальных исследований сведены в таблицы 1,2, куда внесены все признаки, которые, на наш взгляд, могут повлиять на структуру картин свечения кожного покрова.

Таблица 1 – Параметры окружающей среды

	Вл аж- ность, %	Атм дав- ление, мм.рт.с т	Тем пе- ратура воздуха, °С	№ БАТ	Мери- диан	Актив- ность, часы	№ Струк- ту-ры (со- гласно рис.2)
	58	742	-14	М С9	Мери- диан пери- карда, МП	19-21	2
	68	750	-18	М С4	Мери- диан пери- карда, МП	19-21	2
	70	736	-13	Г П	Мери- диан тол- стой киш- ки, МТК	5-7	4
	65	755	-20	Г И8	Мери- диан тол- стой киш- ки, МТК	5-7	4
	66	740	-10	Р 11, Р9, Р8, Р7	Мери- диан лег- ких, МЛ	3-5	1

Таблица 2 – Данные исследуемых

ол	Воз- раст, лет	Ро- ст, см	В ес, кг	Ч СС, уд/ми- н	А Д	Темпера- тура	Ана- мнез
	56	18 0	9 0	75	11 8/74	36,5	–
	35	18 5	9 1	67	12 0/78	36,7	–
	23	17 3	6 0	58	11 4/65	36,4	–
	22	18 5	8 2	68	12 8/60	36,6	–
	36	18 2	1 00	76	11 0/70	36,3	ку- рит

Прочерк (–) в таблице №2 в колонке «анамнез» означает отсутствие жалоб у испытуемых.

Первые исследования проведены на меридиане легких. На одном испытуемом получены картины свечения точек P11, P9, P8, P7 – структура картин свечения этих точек одинакова и соответствует структуре №1. Далее были исследованы испытуемые с БАТ, расположенными на меридианах перикарда и толстой кишки. На меридиане толстой кишки для двух испытуемых в разное время получена картина свечения, соответствующая структуре №4. В разные дни на одном и том же человеке получена одна и та же картина свечения БАТ №2 на меридиане перикарда (точка MC 4). У второго испытуемого также на меридиане перикарда получена та же самая картина свечения на точке MC 9.

Анализируя данные таблиц, можно сделать определенные выводы.

1. Зависимость структуры картин свечения от внешних условий и параметров испытуемых пока не обнаружена.
2. Зависимость структур картин свечения от типа заболевания пока не обнаружена.
3. Обнаружены некоторые зависимости структур картин свечения от типа меридиана: меридиан легкого – структура №1, меридиан перикарда – структура №2, меридиан толстой кишки – структура №4.
4. Однако ранее в [1] были обнаружены на меридиане толстой кишки не только структуры №4, но и структура №5, а на меридиане перикарда – не только структуры №2, но и другие.

Учитывая это, можно предположить, что кроме причины различия структур – тип меридиана, существуют другие причины, наличие которых необходимо исследовать в дальнейших работах.

Литература

1. Navrotsky L. G., Blokhin A. A., Belavskaya S. V., Lisitsyna L.I., Lyutkevich A. A., Poteryaeva E. L., Yudin V. I., Litscher G. // Patterns of skin luminescence resulting from the visualization of active acupuncture points using optical stimulation. Integrative Medicine International. S. Karger AG, Basel. V. 2. 2015. – P. 1-8.
2. Belavskaya S.V., Blokhin A.A., Kuzmin A.N., Lisitsina L.I., Navrotsky L.G. Some Actual Problems of Electronic Instrument in the Field of Reflexotherapy // 13th International Scientific-Technical Conference on Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE) – 39281 Proceedings. – Novosibirsk: NSTU, 2016. – Vol. 1, Pt. 1. – Pp. 395 – 401.

3. Атаев Д.И.: Электростимуляторная рефлексотерапия. М.: Амрита-Русь. 2004. – 224с.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СТРУКТУРНЫХ ИЗМЕНЕНИЙ В РЕСПИРАТОРНОМ ЦИКЛЕ

А.А. Дымченко, В.С. Малышев

**ФГБОУ ВО "Национальный исследовательский университет
"МЭИ", г. Москва, aleksandra110395@mail.ru**

Приведены результаты сравнительного анализа респираторного цикла со сдвигом регистраций в 12 месяцев с помощью компьютерного диагностического комплекса «Паттерн». Временной сдвиг обусловлен изменением места проведения эксперимента. Получено табличное и графическое отображение временных фаз респираторного цикла.

The results of a comparative analysis of the respiratory cycle with a shift of registrations in 12 months using a computer diagnostic complex "Pattern" are presented. The time shift is due to a change in the location of the experiment. A table and graphical display of the respiratory cycle time phases is obtained.

Газообмен в легких происходит благодаря ритмичным дыхательным движениям: инспирации (вдох) и экспирации (выдох). Длительность фазы вдоха и выдоха при различных нагрузках на организм меняется, поэтому введено понятие о паттерне дыхания.

Динамика изменения отображается на паттерне дыхания, полученного методом компьютерной бронхофонографии респираторного цикла. Бронхофонография позволяет получить акустический портрет нескольких последовательных респираторных циклов за некоторый временной интервал регистрации [3].

Результаты регистрации в виде паттерна респираторного цикла представлены на рисунке 1.

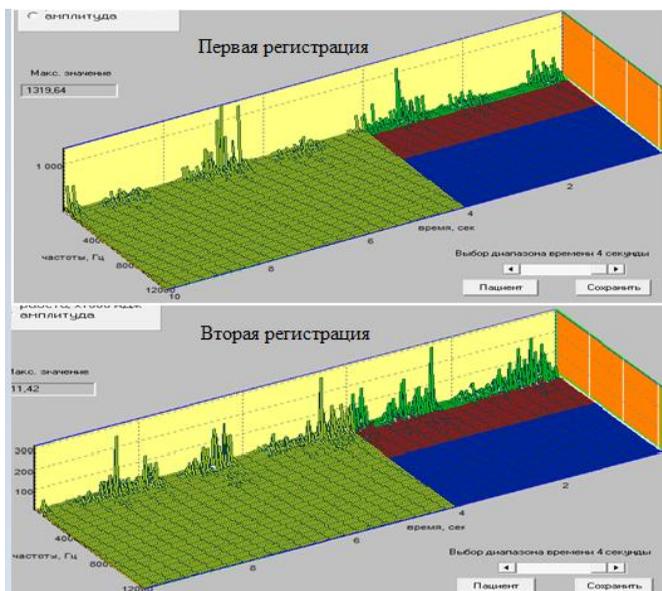


Рисунок 1. Результаты первой и второй регистрации респираторного цикла (паттерн).

Время регистрации 4 с. [1]

Математический аппарат паттерна респираторного цикла базируется на аппарате быстрого преобразования Фурье, на основе которого происходит обработка временной кривой, получаемой экспериментально. В общем случае, паттерн отображает структуру цикла, состоящего из нескольких фаз: фазы вдоха, межфазовых временных отрезков и фазы выдоха [2].

Из предварительного сравнения следует отметить заметные изменения как в числе пиковых колебаний по времени, так и в количественном отображении магнитуды колебаний.

Ниже приведены акустические параметры первой и второй регистраций (рисунок 2).

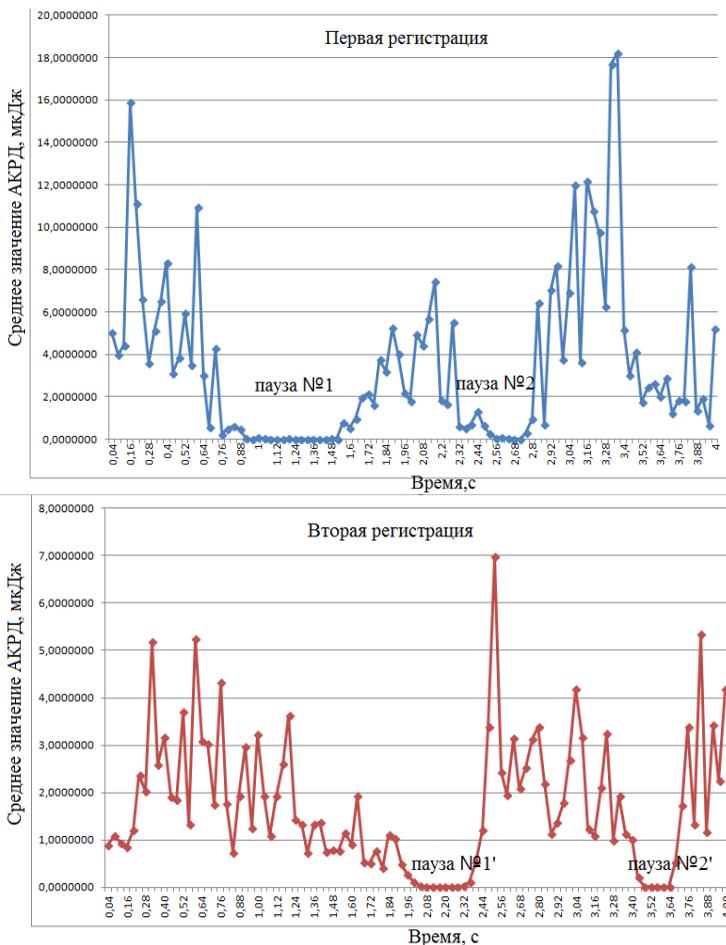


Рисунок 2. Акустический портрет респираторного цикла первой и второй регистрации.

Здесь следует отметить заметное изменение временных параметров.

По оси ординат отображается оценка акустической компоненты работы дыхания (АКРД), которая представляет результаты интегрирования, в соответствии с дуальностью быстрого преобразования Фурье, исходного временного экспериментального сигнала [1]. Визуальный

анализ акустического портрета позволяет установить интервалы на участках временной оси, где наблюдаются участки с минимальными значениями АКРД, что можно объяснить ослаблением воздушного потока на этих участках [1].

Это участки являются временными паузами респираторного цикла. Так как регистрацию принято начинать с фазы выдоха, то вполне очевидно, что первая пауза - экспираторная пауза (Θ_n), а вторая – инспираторная (I_n). Далее происходит чередование пауз.

Акустический портрет пауз респираторного цикла первой и второй регистрации представлен на рисунке 3.

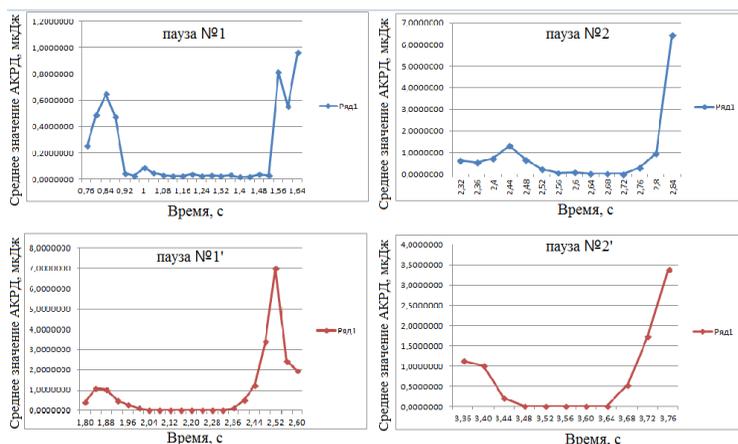


Рисунок 3. Акустический портрет пауз респираторного цикла первой и второй регистрации.

Численное представление пауз респираторного цикла первой и второй регистрации представлены в таблице 1.

Таблица 1. Численное представление пауз респираторного цикла первой и второй регистрации.

№ паузы № регистрации	Первая пауза, с	Вторая пауза, с
Первая регистрация	0,64	0,48
Вторая регистрация	0,60	0,24

Показанные изменения можно объяснить изменением интенсивностей воздушного потока, зарегистрированных в первом и втором случаях, с целью подтверждения этого предположения будет проведен массовый эксперимент на экспериментальной группе ($n > 3$).

Литература:

1. *Геппе Н.А., Малышев В.С.* Компьютерная бронхофонография респираторного цикла. - под ред. Н.А. Геппе, В.С. Малышева – М.: Медиа Сфера, 2016. – 108 с.
2. *Горячев А.С., Савин И.А.* Основы ИВЛ. М.: Медиздат, 2016. – 61 с.
3. *Малышев В.С., Федорова Е.В., Боровкова А.М., Кондратьева О.В.* Техногенное влияние экологической нагрузки на органы дыхания: учеб. - метод. пособие. – М.: Издательство МЭИ, 2011. – 48 с.

РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОКАТУШЕЧНЫХ СИСТЕМ ГЕНЕРАЦИИ СВЕРХОДНОРОДНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ

И.А. Затонов, П.Ф. Баранов, А.А. Коломейцев
Национальный исследовательский
Томский политехнический университет,
г. Томск, ivan.zatonov@yandex.ru

В работе выделена важность разработки систем катушек с высокой степенью однородности магнитного поля в их объеме. Представлены результаты расчетов и моделирования многокатушечных систем с использованием конечно-элементного анализа. Указана однородность магнитного поля для систем катушек.

The paper considers the importance of a high homogeneity coils system development. The results of calculation and multy coils system modeling with the use of fignite element analysis are presented. The coils system magnetic field homogeneity value is specified.

Измерение магнитного поля захватывается в задачах, охватывающих широкий спектр областей науки и техники, а именно: в задачах стабилизации, навигации и ориентации летательных и космических аппаратах, в системах экранирования квантовых компьютеров, поиска и обнаружения магнитных аномалий Земли, в геофизических исследованиях, сотовых телефонах и др.

Выбор датчика магнитного поля играет важную роль при измерении магнитного поля квантового компьютера [1]. Ошибка при выборе датчика измерителя магнитного поля может привести к недопустимым для его работы тепловыделениям.

Планарный феррозондовый преобразователь – это датчик, отличающийся высокой степенью чувствительности к изменению магнитного поля. Преимущество данного датчика заключается в низких значениях тепловыделения и энергопотребления, хотя он уступает по чувствительности намоточным феррозондам [2]. Кроме этого, феррозондовые датчики обладают малыми габаритными характеристиками и просты в изготовлении.

Для градуировки и калибровки датчиков магнитных полей с индукцией менее 50 мкТл требуется наличие постоянного магнитного поля высокой однородности. В качестве таких источников магнитного поля применяются соленоиды, катушки Гельмгольца, катушки Гаррета, Максвелла и другие. Погрешность источника магнитного поля должна быть в три раза меньше погрешности калибруемого датчика.

Для датчика магнитного поля с погрешностью 1 % однородность магнитного поля источника должна быть менее 0,3 % в области, полностью вмещающей датчик.

Целью данной работы является обобщение результатов расчетов многокатушечных систем с высокой степенью однородности магнитного поля.

Простейшим вариантом генерации однородного магнитного поля является соленоид. Он представляет из себя катушку, длина обмотки которой во много раз больше ее радиуса. Из этого следует главный недостаток соленоида как источника однородного магнитного поля: для обеспечения вокруг датчика магнитного поля области требуемой однородности, необходимо закрепить его в центре соленоида, что из-за большой длины последнего является сложным техническим решением.

Другим способом генерации магнитного поля является использование двух-, трех- и четырехкомпонентных квадратных катушек. Не смотря на высокую однородность магнитного поля как в аксиальном, так и радиальном направлении, данный тип катушек сложен в изготовлении и редко используется на практике.

Наиболее технологичными при изготовлении являются круглые катушки, к которым можно отнести катушки Гельмгольца, Максвелла, Гаррета, Бэйкера и др.

Наиболее распространённым типом катушек являются катушки Гельмгольца, представляющие из себя две обмотки одинакового радиуса R , расположенные на равном расстоянии $z=\pm R/2$. Зависимость величины радиуса катушек относительно расстояния от центра координат определяется через закон Био-Савара-Лапласа. Подробная методика расчета представлена в работе [3]. Согласно расчету, катушки Гельмгольца обеспечивают однородность магнитного поля от геометрического центра z/R в диапазоне $\pm 17.5\%$, что составляет примерно $\pm 8,75$ мм при радиусе равном 50 мм.

Необходимо учитывать, что при численном расчете рассматривается идеальный вариант, когда обмотка представляет из себя кольцо с бесконечно малым радиусом. В действительности, наличие радиуса приводит к изменению распределения магнитного поля системы. Для учета конфигурации геометрии с применением программы конечно-элементного анализа Comsol, было проведено моделирование магнитного поля для ряда систем катушек.

На рисунке 1 представлен график зависимости однородности магнитного поля от отношения расстояния от центра координат к радиусу. График наглядно демонстрирует, что наибольшей однородностью обладает шестикатушечная система.

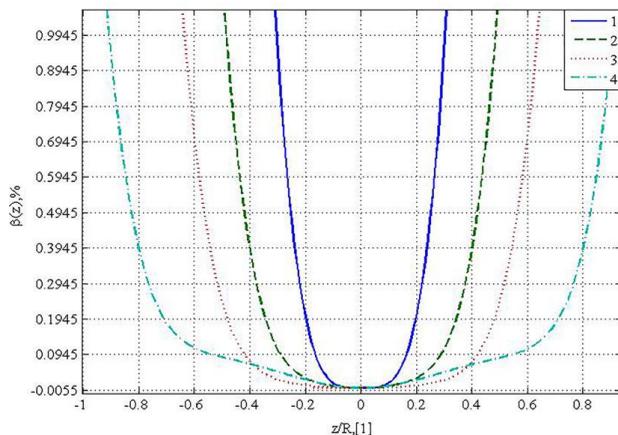


Рисунок 1 – Однородность магнитного поля в аксиальном направлении, где 1 - катушки Гельмгольца; 2 – трехкатушечная система; 3 – четырехкатушечная система; 4 – шестикатушечная система.

Закключение.

В результате проведения исследований получена однородность магнитного поля для ряда систем катушек, указанных выше. Численный расчет помогает определить характеристики систем катушек, влияющие на однородность поля, а именно: число витков катушек и их расстояние между центром катушек и центром координат при заданной величине радиуса. Однако из-за того, что при проведении данного расчета рассматривается идеальный вариант, получение полного представления об однородности магнитного поля невозможно. Для полноценного анализа результатов требуется применение метода конечных элементов. Расчеты показали, что увеличение числа катушек приводит к расширению области однородности магнитного поля.

Литература:

1. Uchaikin S., Likhachev A., Cioata F. Sample 3D magnetometer for a dilution refrigerator // Proc. of the 26th Intern. Conf. on Low Temperature Physics (LT26). – Beijing, 2011.
2. Zatonov I.A., Baranov P.F., Kolomeyev A.A. The Fluxgate Magnetometer Simulation in Comsol Multiphysics// MATEC Web of Conferences – 155. – 2018
3. Zatonov I.A., Baranov P.F., Kolomeyev A.A. Magnetic field computation and simulation of the coil systems using Comsol software// MATEC Web of Conferences. - 158(11). – 2018

РАЗРАБОТКА 4-ЕХ СТЕРЖНЕВОГО ПЛАВАЮЩЕГО ЭЛЕКТРОДА ДЛЯ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФА

А.А. Кадымов¹, Л.Г. Навроцкий², Л.И. Лисицына¹

1- Новосибирский государственный технический университет,

2– Институт лазерной физики СОРАН

г. Новосибирск, arkadiymaestro@gmail.com

Предложена новая конструкция электрода для электроэнцефалографа, выполненная в виде двух параллельно-расположенных диэлектрических пластин с соосными отверстиями, в которые вставлены перемецающиеся по своей оси стержни.

A new electrode design is proposed for an electroencephalograph, made in the form of two parallel-spaced dielectric plates with coaxial holes, into which rods moving along its axis are inserted.

Электроэнцефалограф – электроизмерительный прибор медицинского назначения, с помощью которого регистрируют разность потенциалов между двумя точками проекции мозга, расположенными на поверхности кожного покрова. Возникающие в результате физико-химических реакций, протекающих в результате обмена веществ в нервной ткани и перемещения отрицательных и положительных ионов, колебания электропотенциалов мозга являются диагностическими признаками различных заболеваний. Сложные взаимосвязанные системы нервных клеток с многочисленными отростками, являются источниками разности потенциалов, возникающих на поверхности мозга. Состояние человека, а также внешние факторы могут существенно влиять на амплитуды колебаний разных частот. Амплитуда колебаний биопотенциалов здорового бодрствующего человека – 10 – 100 мкВ, частота – от единиц до десятков Гц. Установлена взаимосвязь изменения биоэлектрической активности мозга от психического и физического состояния человека. При повреждении мозговой ткани (опухоли мозга, кровоизлияния и др.) электрическая активность снижается или отсутствует. Это позволяет определять местоположение повреждений мозга [1].

Для снятия электроэнцефалограммы (ЭЭГ) к биопотенциальным точкам на поверхности головы подключают электроды. При снятии ЭЭГ фиксируют потенциал, возникающий между исследуемой и индифферентной точками (монополярное отведение (рисунок 1)). В качестве индифферентной точки чаще всего используется мочка уха, реже – переносица. При биполярном отведении снимается сигнал, сформированный между двумя точками на голове без индифферентной точки. Такой вид фиксирования сигнала обеспечивает более точную локализацию очагов поражения мозга [1].

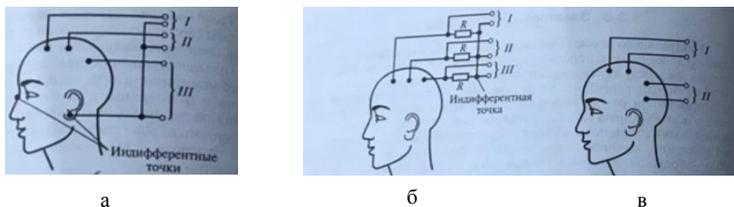


Рисунок 1 – Виды отведения биопотенциала с поверхности головы
 а,б – монополярное отведение,
 в – биполярное отведение

Основные виды электродов, используемые для отведения биосигналов: мостовые, игольчатые (инвазивные), чашечковые, дисковые, стержневые. Диаметр чашечковых электродов около 1 см, диаметр стержневых электродов 0.1 – 0.5 см. Наибольшее распространение получили неинвазивные мостовые (рисунок 2.) и чашечковые электроды [2].

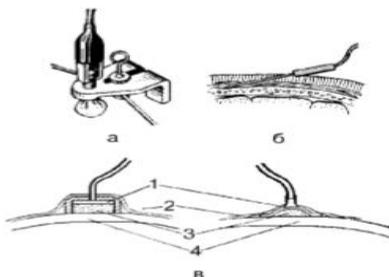


Рисунок 2 – виды электродов для ЭЭГ
 а – мостовой, б – игольчатый, в – чашечковый электроды: 1 – металл, 2 – липкая лента,
 3 – электродная паста, 4 – кожа.

Мостовой электрод выполнен в форме стержня, закрепленного в держателе. На конце металлического стержня находится гигроскопический материал, покрытый раствором хлорида натрия. При прижатии электрода к голове гигроскопический материал выделяет раствор хлорида натрия, что улучшает контакт с поверхностью головы [2].

При долговременной записи ЭЭГ, обследовании пациентов с нарушением сознания или детей используют чашечковые электроды (рис.2, в). Внутреннее пространство чашечки заполняется электродной пастой для размягчения верхнего слоя эпидермиса, что в свою очередь улучшает контакт с поверхностью.

Основной проблемой используемых типов электродов является дискомфорт пациента в ходе снятия ЭЭГ. Это обусловлено в первую очередь тем, что для обеспечения хорошего контакта с кожей головы, необходимо использование электродной пасты или, в некоторых случаях – удаление волос.

На рисунке 4 представлена конструкция предлагаемого электрода. Конструкция электрода представляет собой две диэлектрические пластины с 4-мя отверстиями, в которых закреплены металлические стержни диаметром 0.7 мм. Стержни контактируют с металлической площадкой (рисунок 4, 1), радиус скругления противоположных концов стержня – 0.35 мм.

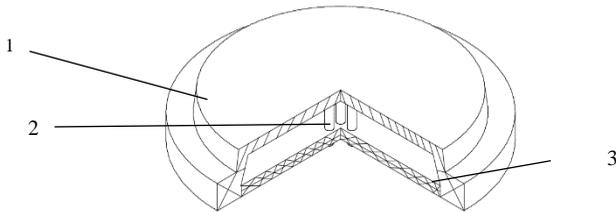


Рисунок 3 – Конструкция предложенного электрода

1 – металлическая контактная площадка;
2 – диэлектрические пластины; 3 – металлические электроды;

Исходя из литературных данных, среднее расстояние между волосяными фолликулами (луковицами) примерно равно 0.5 мм [3], можно предположить, что металлические стержни из-за своего размера будут прилегать непосредственно к коже головы. И в результате чего возможно использование данных электродов без специальных электродных паст.

Для обеспечения хорошего прилегания электродов к коже головы предлагается использование резинового шлема, который обеспечивает определенное давление стержней на кожный покров (рисунок 4).

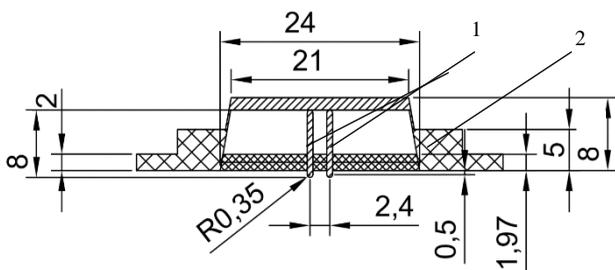


Рисунок 4 – Эскиз части резинового шлема с электродом, помещенным в посадочное место
1 – электроды, 2 – резинка

Шлем для электроэнцефалографа представляет собой резиновую сетку, соединяющую посадочные места для электродов. В каждом посадочном месте закреплен 4-х стержневой электрод. Так как электроды могут свободно двигаться в отверстиях, то при надевании шлема электроды будут повторять форму и неровности кожного покрова головы испытуемого.

Таким образом, в работе предложена новая конструкция электрода для электроэнцефалографа, выполненная в виде двух параллельно-расположенных диэлектрических пластин с соосными отверстиями, в которые вставлены перемещающиеся по своей оси стержни.

Литература

1. Илясов Л.В. Биомедицинская измерительная техника: Учеб. Пособие для вузов/ Л.В. Илясов. – М.: Высш. шк., 2007. – 342 с.
2. Зенков Л.Р. Клиническая электроэнцефалография (с элементами эпилептологии). Руководство для врачей / Л.Р.Зенков. – 5е изд. – М.: МЕДпрессинформ, 2012. – 356 с.
3. Строение компонентов волосяного фолликула [Электронный ресурс] Дата обращения: 28.10.2018, URL: <https://www.bsmu.by/medicaljournal/83748fe4320ccc96e4babac5783a5ed3/>.

ПРЕИМУЩЕСТВА ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ИМПЕДАНСНОЙ ТОМОГРАФИИ В КРИОМЕДИЦИНЕ.

Е.С. Королюк, К.С. Бразовский
Национальный исследовательский
Томский политехнический университет
г. Томск, esk13@tpu.ru

Криохирургией называют хирургическим методом удаления ненужной ткани с помощью холода, который применяется в различных областях медицины. В данной работе, были рассмотрены проблемы визуализации в современной криохирургии, а так же возможность применения электрической импедансной томографии для визуализации границ образования ледяных структур внутри биологической ткани.

Cryosurgery is the surgical method of removing unwanted tissue by using cold, used in various areas of medicine. In this paper, were considered the problems of visualization in modern cryosurgery, as well as the possibility of using electrical impedance tomography to visualize the boundaries of the formation of ice structures inside biological tissue.

В настоящее время существует несколько диагностических методов для визуализации в криомедицине. Они позволяют построить изображения внутренних сред биологического объекта. К таким методам относят: магнитно-резонансную, рентгеновскую, ультразвуковую, протонную, позитронную, оптическую томографию.

Появление магнитно-резонансной и рентгеновской компьютерной томографии стало настоящим прорывом в области исследований внутренних органов. С помощью этих видов диагностики у врачей появилась возможность обследовать и выявлять заболевания, а также нарушения работы внутренних органов. Метод магнитно-резонансной томографии – это получение изображений биологических объектов с помощью явления ядерного магнитного резонанса. Современные магнитно-резонансные томографы позволяют проводить неинвазивные исследования внутренних органов и протекающих процессов.

Метод компьютерной томографии – это получение изображений биологических объектов с помощью определения разности ослабления рентгеновского излучения по плотности ткани. Так же как и магнитно-резонансная томография данный метод позволяет исследовать внутренние органы и различные процессы внутри них.

Метод ультразвуковой томографии это метод получения изображения биологических объектов с помощью ультразвука. В настоящее вре-

мя ультразвуковая томография значительно опережает по скорости развития и внедрения другие типы диагностики. С помощью данного метода проводятся исследования внутренних органов с большим водонаполнением (например, мочевого пузыря, почки и др.) из-за способности ультразвука распространяться в жидких средах.

Однако у каждого метода есть ограничения и недостатки. Интенсивное вихревое магнитное поле при магнитно-резонансном сканировании предъявляет экстремальные требования к томографу, медицинской аппаратуре и кабинету исследований. Существует широкий спектр противопоказаний для проведения исследований. К наиболее серьезным можно отнести наличие ферромагнитных сплавов внутри организма (кардиостимуляторы, аппараты Илизарова, ферромагнитных имплантаты или осколки в организме и пр.) и непереносимость контрастных веществ при выполнении МРТ.

Принцип проведения компьютерной рентгеновской томографии основан на применении рентгеновского излучения. Поэтому существует вероятность развития у пациента онкологических заболеваний. Для всех пациентов присутствует риск возникновения аллергических реакций на контрастное вещество. Компьютерная томография не назначается беременным женщинам, т.к. есть вероятность возникновения патологий у ребенка.

Ультразвуковые волны малой мощности, используемые в методе ультразвуковой томографии, проникая через биологические ткани, не наносят вреда пациенту. Однако важно понимать, что ультразвуковые волны беспрепятственно проходят через однородные среды. При локальном замораживании в каждой клетке начинают образовываться ледяные кристаллы. Рост кристаллов происходит неравномерно и на границе формирования кристаллов образуются области с повышенной и пониженной плотностями. Из-за этих областей увеличивается количество помех при ультразвуковом исследовании. На сегодняшний день именно в этом заключается трудность использования метода.

Очевидно, что для повышения определения глубины промораживания необходимо использовать более совершенные методы. Одним из наиболее точных методов определения степени повреждения ткани и крионекроза является измерение активной составляющей импеданса ткани. Замерзание водных растворов внутри клетки приводит к резкому возрастанию электрического импеданса, что является надежным индикатором качества выполнения криодеструкции [2,1]. Для устранения описанных выше ограничений и недостатков, необходимо использовать

более дешевый метод, не требующий специального помещения и обслуживающего технического персонала. Таким методом является томографический метод исследований – электроимпедансная томография.

В медицине, давно известно о возможности измерения глубины промерзания ткани с помощью импеданса. Для определения глубины холодового воздействия применяются различные инвазивные и неинвазивные методы. Наиболее распространенный инвазивный метод воздействия заключается во введении игольчатого электрода в исследуемую ткань, с последующим локальным охлаждением ткани вокруг электрода. Измерение сопротивления чаще всего происходит с помощью переменного электрического тока частотой 20 и 50 кГц. Данный метод достаточно прост, но можно выделить следующие недостатки, вследствие которых падает точность инвазивного метода [3]:

- Разная скорость охлаждения ткани и металлической иглы, из-за чего область вокруг иглы замерзает быстрее, чем прилегающая охлаждаемая область.
- Образование жидкости между контактом игла-ткань, которая так же будет замерзать быстрее прилегающих областей.
- Поляризация электрода или тканей биообъекта, что может вызвать дрейф изолинии и понизить точность в измерении.
- В охлаждаемом участке ткани могут находиться различные слои, либо участки (например, жировой ткани), где скорость охлаждения может быть разной. Поэтому область крионекроза будет неоднородна.

Устранить вышеописанные недостатки можно неинвазивным измерением распределения импеданса внутри исследуемого объекта – импедансной томографией. Для получения точных данных необходимо проводить большое количество независимых измерений зондирующего сигнала с частотой от 1 кГц до 1 МГц и амплитудой до 10 мА [2]. Преимущества данного метода диагностики заключаются в следующем:

- Низкая стоимость диагностических исследований
- Возможность многократного проведения процедуры
- Безопасность
- Компактные размеры аппаратуры
- Неинвазивность

Среди недостатков данного метода можно выделить: результаты исследования с более низким качеством разрешения, чем у магнитно-резонансной томографии и компьютерной рентгеновской томографией,

сложность математических расчетов и множество параметров, которые нужно учитывать для проведения корректного измерения импеданса.

Данный метод может использоваться в криомедицине, т.к. обладает высокой чувствительностью, что важно для определения границы холодового воздействия, позволяет визуализировать области ткани перед операцией для проведения более точного воздействия и визуализировать границу замершей области ткани во время операции, а также определить границы крионекроза после окончания операции. С помощью использования дополнительных средств для визуализации образования ледяных структур в биологической ткани можно будет значительно повысить возможности медицинской криохирургической аппаратуры и качество проведения криохирургических операций.

Литература:

1. Korolyuk E., Brazovskii K. Improved system for identifying biological tissue temperature using electrical impedance tomography //MATEC Web of Conferences. – EDP Sciences, 2018. – Vol. 158. – P. 01019.
2. Korolyuk E. S., Brazovskii K. S. A research study of the dependence of bioimpedance spectrum of biological tissue on different temperature ranges //Молодёжь и современные информационные технологии. – 2018. – С. 378 – 379.
3. Королюк Е. С., Ханахмедова Г. Б. Повышение эффективности определения степени криовоздействия с помощью импедансной томографии //Инженерия для освоения космоса: сборник научных трудов V Международного молодежного форума, г. Томск, 18-20 апреля 2017 г.— Томск, 2017. – 2017. – С. 84-87.

ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ ПО АКУПУНКТУРНЫМ МЕРИДИАНАМ

О.Я. Красильникова, А.А. Блохин, С.В. Белавская
Новосибирский государственный технический университет
г. Новосибирск, krasilnikova3103@gmail.com

Представлены результаты исследования процесса передачи энергии от одной биологически активной точки к другой, расположенной на том же мериди-

ане, при оптическом воздействии на одну из них. Исследования проведены при использовании камеры и макролинзы.

The study presents research results on the energy transfer between biologically active points located on the same meridian, when one of the points optically excited. Studies have been conducted using and macro lens.

Меридианы – линия расположения биологически активных точек (БАТ), отвечающих за определенный орган. БАТ – периферические рефлекторные точки, являющиеся местом приложения воздействующего фактора (физических полей) при осуществлении рефлексотерапии [1]. Рефлексотерапия имеет определенные достоинства. Однако в настоящее время ее используют не во всех клиниках. Одна из причин – недостаточно изучены биофизические процессы в кожном покрове. В лаборатории медицинской электроники при НГТУ исследуется процесс передачи энергии между биологически активными точками, находящимся на одном и том же меридиане при оптическом воздействии на одну из них.

Первые исследования были проведены с использованием рентгеновской пленки на меридиане перикарда [2]. На участок руки с указанными точками накладывалась рентгеновская пленка Retina x-ray XBM и покрывалась непрозрачной бумагой. Эксперимент проводился в двух вариантах. Первый вариант – коротким световым импульсом облучалась точка МС9. После чего рентгеновская пленка освобождалась и проявлялась по всем правилам. При подсветке пленки яркой лампой были обнаружены круглые засвеченные точки малого диаметра, расположение которых соответствовало МС4, МС5, МС6, МС7. Вторым вариантом отличался от первого только тем, что облучались точки МС3 и МС7. При проявлении рентгеновской пленки были так же обнаружены светящиеся точки, расположение которых соответствовало МС4, МС5, МС6. Результаты экспериментов говорят о том, что засвеченные точки передавали энергию по меридиану, под действием которой незасвеченные БАТ МС4, МС5, МС6 начинали излучать энергию в окружающее пространство [2].

Дальнейшие исследования были проведены на устройстве с узлом возбуждения и регистрации свечения АТ. Особенностью узла заключается в том, что при наложении устройства на кожный покров, свет от излучателя не попадает на площадку кожного покрова, внутри которой расположена исследуемая АТ, и площадка оказывается затемнённой. В момент съёмки световой поток от излучателя освещает прилегающую к исследуемой затемненной площадке область, через которую проходит исследуемый меридиан. При проведении эксперимента внутри затем-

нённой площадки АТ светились, что говорит о возможности передачи поглощённой оптической энергии от засвеченных АТ, расположенных на исследуемом меридиане, к АТ, расположенным на затемнённом участке [3].

Полученные результаты носят предварительный характер. Для подтверждения этого предварительного вывода авторами данной статьи проведен третий эксперимент, основанный на использовании камеры, которая обеспечивает 16 мегапикселей (4608 x 3456 пикселей), подсвечивающего устройства и линзы. Подсвечивающее устройство представляет собой усеченный конус высотой 115 мм и диаметром нижнего основания 95 мм. Торец усеченного конуса, контактирующий с кожным покровом, имеет диаметр 28 мм, в центре торца находится отверстие диаметром 5 мм. Внутри конуса расположена импульсная фотоосветительная ксеноновая лампа ИФК 120 (питающее напряжение - 300 В, энергия вспышки – 120 Дж, длительность вспышки – 1 мсек, средняя мощность – 12 Вт, частота вспышки – (2 – 5) Гц, цвет свечения белый). Для фокусировки изображения использована линза для макросъемки (макролинза) с диодами белого и фиолетового цветов, имеющая фиксирующее устройство для крепления (рисунок 1). С помощью фиксирующего устройства макролинза крепится под камерой.

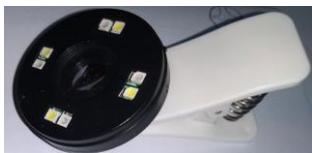


Рисунок 1 – Макролинза с креплением

Эксперимент проведен в двух вариантах на меридианах, находящихся в момент эксперимента в неактивном состоянии, так как исследования на активном меридиане показали, что БАТ, находящийся на этом меридиане светится даже без подсветки.

Эксперимент 1.

Так как меридиан легких (рисунок 2) неактивен в момент съемки и отсутствует у испытуемого патология, то без подсветки меридиана точки Р6...Р11 у испытуемого не светились. При расположении линзы над точкой Р9 производилась подсветка Р11. Камера фиксировала свечение Р9 (рисунок 3), что говорит о передаче энергии от Р11 к Р9.

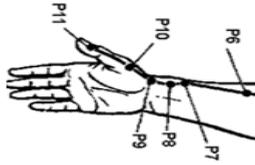


Рисунок 2 – Меридиан легких [4]

Картина свечения представляет собой не полный круг, что объясняется наличием некоторого угла наклона поверхности линзы к поверхности кожного покрова.

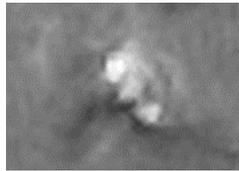


Рисунок 3 – Фотография исследуемой площадки с засвеченной точкой P9

Эксперимент 2.

Исследования проведены на меридиане перикарда. На рисунке 4 представлена функциональная схема эксперимента на меридиане перикарда.

Макролинза располагалась над точкой МС9, цвет свечения – фиолетовый. При засветке МС3 точка МС9 практически сразу засветилась (примерно через 5 сек). При отключении подсветки свечение МС9 исчезало практически сразу. При подсветке МС4 точка МС9 также сразу засветилась, но при отключении подсветки МС9 светила дольше (примерно 10 сек). При подсветке МС5-МС7 точка МС9 также засвечивалась, причем свечение задерживалось на более длительный период, что, вероятно, можно объяснить более близким расположением точек.

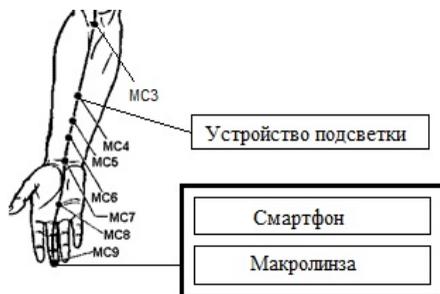


Рисунок 4 – Функциональная схема эксперимента на меридиане перикарда

Таким образом результаты данных экспериментов также подтвердили возможность передачи энергии от точки к точке, находящихся на одном и том же меридиане, при оптическом воздействии на одну из них.

Заключение

1. Подтвердилась возможность передачи энергии от одной БАТ к другой, расположенной на том же меридиане, при засветке одной из них с использованием камеры и линзы.

2. Длительность свечения БАТ увеличивается с уменьшением расстояния между облучаемой и исследуемой точкой.

3. Подтверждено явление свечения БАТ, расположенных на меридиане, находящемся в активном состоянии, без подсветки окружающих БАТ.

Следует отметить, что необходимо продолжать исследования в данной области и набирать большую статистику.

Литература:

1. Портнов, В. Г. Электропунктурная рефлексотерапия / В. Г. Портнов // Рига: «ЗИНАТНЕ». 1982. — 352 с.
2. Lisitsyna, L.I., Navrotsky L.G., Starovoytova T.M., Kamardin A.E., Belavskaya S.V., Blokhin A.A. Effect of transfer of light energy on acupuncture meridians // The 18th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. EDM – 2017. Proceeding. – Novosibirsk: NSTU, 2017. – P. 616 – 618.
3. Leonid G. Navrotsky, Liliya I. Lisitsyna, Alexander A. Blokhin, Alexander E. Kamardin, Svetlana V. Belavskaya, Elena L. Poteryaeva. Luminescence of Acupuncture Point in Darkened Area under Optical Pulse Excitation

tion of Adjoining Areas of Investigated Meridian // The 19th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. EDM – 2018. Proceedings. – Novosibirsk: NSTU, 2018. – P. 645 – 648.

4. Атаев Д. И. Электропунктурная рефлексотерапия. – М.: Амрита-Русь. 2004. – 224 с.

УЛЬТРАЗВУКОВОЙ СПОСОБ ДИАГНОСТИКИ ГАЙМОРОВЫХ ПАЗУХ

А.С. Крыгин, А.И. Солдагов
Томский политехнический университет,
г. Томск, ask50@tpu.ru

Существует много диагностических методов, для определения уровня заполнения гайморовых пазух. Они обладают существенными недостатками, поэтому предлагается метод ультразвукового контроля.

There are many diagnostic methods to determine the maxillary sinuses filling level. They have significant drawbacks; therefore, an ultrasonic testing method is proposed.

Введение

Симптомы начинающегося гайморита мало чем отличаются от признаков обычного простудного заболевания, поэтому мало кто обращает на них повышенное внимание.

Диагностические методы.

Проведение исследования на компьютерном томографе позволяет получить послойные снимки околоносовых пазух.

Минусы КТ:

- Более высокая доза излучения, чем в рентгеновском обследовании
- При наличии беременности, нужно обязательно сообщить врачу.
- При введении некоторых контрастных веществ (например, йод), появляется аллергическая реакция.

Магнитно-резонансная томография применяется в дополнении к исследованию на компьютерном томографе при подозрении на наличие

более серьезных патологий в обследуемых областях — доброкачественные и злокачественные опухоли.

Недостатки МРТ-исследования:

- Противопоказано больным с инородными металлическими телами.
- Невозможность выполнения МРТ больным с имплантированными жизнеобеспечивающими устройствами.
- Худшая, чем при КТ, визуализация острых кровоизлияний.

Термографический метод - это спроецированное на экран термовизора инфракрасное изображение гайморовой пазухи позволяет в режиме реального времени оценивать протекание в ней воспалительных процессов.

Недостатки:

- Температура тела зависит от множества факторов.
- Диапазон нормы даже у здорового человека колеблется от 35,5 до 37,0°C. Поэтому оценивать результаты полученной термограммы нужно индивидуально.
- В некоторых случаях достоверность термографии составляет всего 60%.

Проведение пункции осуществляется при помощи прокола гайморовой пазухи вводимой через рот пациента острой и длинной иглой.

Минусы многочисленны:

- Вероятность ВИЧ-инфицирования и инфицирования гайморовых пазух иными микроорганизмами и вирусами.
- Вероятность инфицирования гепатитом.
- Высокий процент осложнений, опасных для здоровья и жизни, а также просто неприятных для больного.

Применение **ультразвукового исследования** позволяет обнаружить скопление жидкости в гайморовых пазухах и утолщение воспаленной слизистой оболочки.

Достоинства ультразвукового исследования:

- безвредность (отсутствие лучевой нагрузки);
- относительная дешевизна;
- безопасность для беременных и детей;
- кратковременность исследования;
- отсутствие инвазивного вмешательства;
- возможность получения информации (о движении крови по сосудам, скорости кровотока) в реальном времени;

Недостатки ультразвукового исследования:

- ограничение четкости изображения площадью датчика;
- более низкое разрешение, чем при МРТ и КТГ;

Специальная часть

Из выше перечисленных методов, нами был выбран ультразвуковой. На рисунке 1 представлена схема устройства [1]. Основные ее составляющие:

Генератор (1), излучатель (2), блок управления и индикации (3), счетчик (4), приемник (5), предварительный усилитель (6), пиковый детектор (7), система управления доступом к памяти (8), аналого-цифровой преобразователь (9), пороговое устройство (10), оперативное запоминающее устройство (11), тактовый генератор (12).

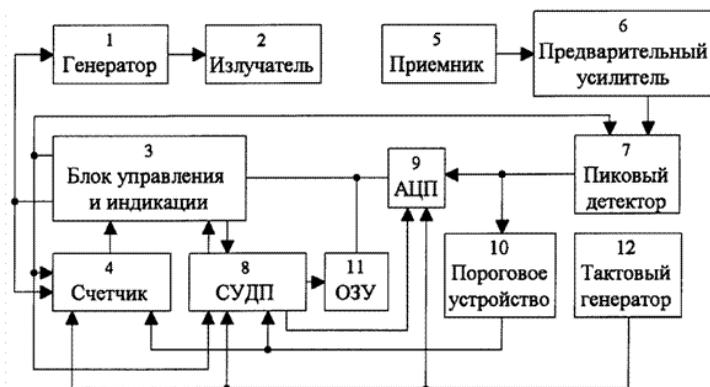


Рисунок 1 – Схема устройства

Для начала работы схемы блок 3 формирует импульс, сбрасывающий 7, 4 и 8. Затем происходит измерение временного интервала между излученным и принятым сигналами $t_{\text{ПОР}}$ (рисунок 2), для чего блок 3 формирует сигнал, который формирует импульс ультразвуковой частоты 1 и 4, отсчитывающий импульсы 12. 2 преобразует импульсы в ультразвуковые колебания и излучает их. Отраженный сигнал достигает 5, преобразуется в электрические колебания, которые усиливаются 6. Сигнал с 6 проходит обработку 7 и поступает на 9 и 10. Амплитуда сигнала 7 достигает значения $U_{\text{ПОР}}$ (рисунок 2), 10 формирует сигнал, который остановит 4. После измерения временного интервала проводят оцифровку и сохранение начального участка, предварительно обработанного 7 принятого сигнала.

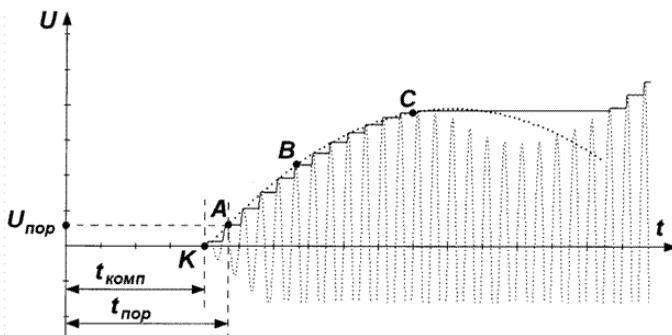


Рисунок 2 – Диаграмма

В заключение хочется отметить, что для компенсации погрешности измерения применяется эхо-сигнал. Устройство включающий измерение временного интервала между излученным и принятым сигналами, преобразование входного аналогового сигнала в цифровой код, запоминание его, определение расстояния до отражающей поверхности с использованием нашей схемы, и это повысили точность на 10%.

Литература:

1. Патент 2471158 РФ. Способ компенсации погрешности измерения ультразвукового уровнемера / А.И. Солдатов, А.И. Селезнев, А.А. Солдатов, И.И. Фикс // Бюл. – 2012. – №36. – С. – 2 с.

ТЕСТИРОВАНИЕ PSPICE МОДЕЛЕЙ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

В.К. Макуха, К.А.Мецлер

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, kostya.metsler@yandex.ru**

В статье рассматривается процесс моделирования электронных схем в программе PSpice. Описываются проблемы, с которыми может столкнуться разработчик электроники на этапе моделирования и пути их решения.

The article deals with the process of analyzing electronic circuits in PSpice program. Problems, which can arise in PSpice's modeling of electronics, are described. As an example, the process of modeling the characteristics of a bipolar junction transistor is given.

Одним из основных этапов в разработке электронных устройств является процесс отладки электронной схемы. В традиционном варианте разработчик собирает работоспособный макет устройства и проверяет корректность работы. Такая проверка помимо собранного макета требует наличие различных измерительных приборов, с которыми необходимо уметь работать и которые не всегда присутствуют в лабораториях. Пренебрежение этим этапом ведёт к увеличению срока разработки устройства в ситуации, когда была допущена ошибка на стадии проектирования схемного решения. На помощь разработчикам приходит компьютерное моделирование. Инструменты, позволяющие проводить моделирование электронной схемы, встречаются как в виде самостоятельных программ различной степени: начиная от программ для смартфона или планшета, заканчивая продуктами, которые предоставляет производитель электронных схем, так и входящие в состав Систем Автоматического Проектирования (САПР). В независимости от уровня программы, практически все они базируются на ядре Spice. Одной из таких программ является программа PSpice, которая входит в пакет сквозного проектирования электронных устройств OrCAD, которая использовалась при проведении экспериментов, изложенных в данной статье.

В процессе моделирования разработчик может столкнуться с некоторыми препятствиями. Во-первых, для того, чтобы провести моделирование схемы необходимо иметь библиотеку моделей компонентов, входящих в моделируемую схему. Импортные производители стараются сопровождать свои изделия (транзисторы, микросхемы) моделями, в то время как в нашей стране очень редко попадает хотя бы относительно полная документация на изделие. Во-вторых, одну и ту же модель компонента может выпускать несколько производителей, и тогда перед разработчиком встаёт вопрос выбора модели для конкретного компонента. В-третьих, может ли разработчик быть уверен, что после моделирования собранный макет устройства будет иметь те же параметры, что были получены при моделировании, иными словами: насколько корректно результат моделирования будет соответствовать работе готового устройства.

Для того, чтобы ответить на ряд вышеописанных вопросов необходимо провести исследование, после которого будет проведено сравнение результатов измерений параметров схемы, с результатами моделирования этой схемы. В качестве объекта исследования был выбран биполярный транзистор и его модель. Выбор именно такого объекта объясняется тем, что транзистор — это основной активный элемент так или

иначе присутствующий практически во всех схемах. Исследование состоит из нескольких этапов:

- снятие входной, передаточной и выходной характеристики биполярного транзистора (в прямом и обратном включении) в ходе натурального эксперимента
- получение тех же характеристик с помощью моделирования
- сравнение экспериментальных результатов с результатами моделирования

В качестве объекта исследования были взяты четыре n-p-n транзистора BC548C производства VISHAY. Экспериментальная установка состояла из набора измерительных приборов: Tektronix DMM4040, Mastech MU65, Mastech M890G и нескольких источников питания.

Для снятия входной и передаточной характеристики (в прямом и обратном включении) необходимо при последовательном изменении напряжения U_{BE} (U_{BC} в обратном включении) фиксировать значение тока базы I_B и тока коллектора I_C (I_E в обратном включении). Схема измерения представлена на рисунке 1. Если изобразить входную и передаточную характеристику на одном графике и полулогарифмической шкале (ось OY представлена в логарифмическом виде), то будет получена диаграмма, которая в иностранной литературе называется Gummel plot. Проанализировав полученные графики можно сделать вывод, что входная и передаточная характеристика всех четырёх транзисторов незначительно отличаются друг от друга (о чем свидетельствует максимальное значение стандартного отклонения равное 7,1% и 5,1% для тока базы и коллектора соответственно). Обратные входные и передаточные характеристики, так же, как и прямые практически не отличаются от экземпляра к экземпляру.

После этого были сняты семейства выходных характеристик в прямом и обратном включении. Для этого

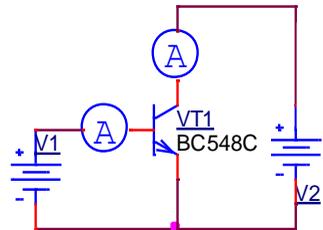


Рисунок 1 — Схема измерения входной и передаточной характеристики

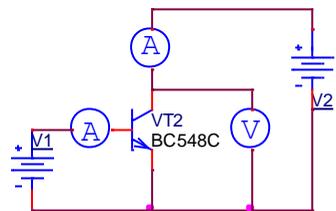


Рисунок 2 — Схема измерения выходной характеристики

необходимо изменять напряжение U_{CE} (U_{EC} в обратном включении) и измерять ток коллектора I_C (I_E в обратном включении) при нескольких постоянных токах базы I_B . Схема измерения представлена на рисунке 2. Как и в предыдущем случае характеристики довольно точно повторяют друг друга, за исключением величины тока коллектора, незначительное различие которого объясняется различными коэффициентами усиления по постоянному току – β . Различие данного коэффициента является нормой даже внутри одной партии транзисторов. Так же, как и в предыдущем случае из данного графика можно вычислить несколько параметров модели.

Далее необходимо получить эти же характеристики, но уже с помощью программы PSpice. Для этого нужно найти электронную модель испытываемого транзистора. Рекомендуется использовать ту, которую предоставляет производитель компонента. В нашем случае производитель не предоставил модель. В результате поиска было обнаружено, что встречается несколько разных электронных моделей одного и того же транзистора. Таким образом необходимо провести моделирование со всеми найденными моделями, сравнить результаты друг с другом и с результатами натурального эксперимента. Первая модель взята из стандартной библиотеки, идущей в комплекте с программой OrCAD, вторая модель скачана с сайта ON Semiconductor — одного из производителей транзистора. Третья модель взята из пакета LTSpice, и четвёртая модель найдена на форуме [1], посвящённом моделированию в PSpice. В общем виде Spice – модель представляет собой файл с расширением .lib, который можно открыть с помощью Блокнота. В данном файле в определённом виде записаны значения параметров модели. Уже на этапе изучения содержимого найденных моделей можно заметить, что они отличаются не только по значениям параметров, но и по количеству этих самых параметров. Во время проведения этой части эксперимента модели взяты «как есть».

В результате моделирования и усреднения по всем моделям получим входные, передаточные и выходные характеристики в прямом и обратном включении. Полученные зависимости достаточно сильно различаются в зависимости от выбранной модели транзистора. К примеру, из графика усреднённого семейства выходных характеристик (рисунок 3), для $I_B = 5, 15, 25, 35, 50$ мкА видно, что величины стандартного отклонения от среднего настолько велики, что выходные зависимости для разных токов базы фактически перекрывают друг друга.

Ближе всех в экспериментальному оказалась характеристика, построенная на основе модели из стандартной библиотеки OrCAD, хоть она и не в состоянии приблизиться к реальным характеристикам.

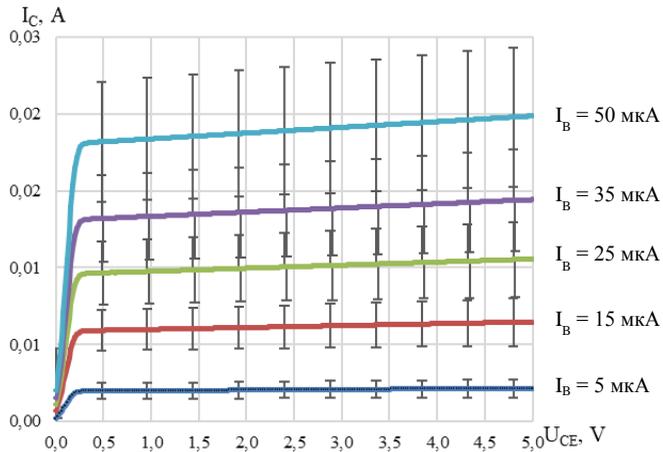


Рисунок 3 — Семейство выходных характеристик транзистора, полученные с помощью моделирования

Из всего вышесказанного следует, что разработчик не может быть уверен, что результат моделирования схемы будет отражать действительность. Как показало тестирование даже с помощью модели, предоставляемой производителем, не удалось получить соответствия результатов моделирования с экспериментальными данными. Решением этой проблемы может служить изменение значений параметров модели, которые можно вычислить, воспользовавшись экспериментально полученными характеристиками транзистора.

Литература:

1 Spice Models für BC548, BD243,.. Wo?. — [Web-документ], «н. д. / 2012». — URL: [http://www.elektronik-kompendum.de/forum/forum_entry.php?id=178273&page=7&category=all&order=time]

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ КОЖНОГО ПОКРОВА ОПРЕДЕЛЕННОЙ ПЛОЩАДИ НА ОСНОВЕ МНОГОЭЛЕКТРОДНОГО ЗОНДА

Р. С. Молчанов, А.А. Акулов, А.А. Блохин, С.В. Белавская
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, roma.molchan.80@mail.ru

Предложена конструкция многоэлектродного зонда, предназначенного для локализации биологически активных точек с помощью измерений активного сопротивления и импеданса. Рассмотрено устройство для исследования электрических параметров участка кожного покрова на основе предложенного многоэлектродного зонда.

The design of the multi-electrode probe for localizing biologically active points using measurements of active resistance and impedance is proposed. A device for skin area electrical parameters investigation based on the proposed multi-electrode probe is considered.

В межвузовской (НГТУ–НГМУ) лаборатории медицинской электроники ведутся научно-исследовательские работы по решению перспективных проблем электронного приборостроения в области рефлексотерапии. Одной из актуальных проблем рефлексотерапии является локализация биологически активных точек (БАТ), которая в настоящее время проводится по болевому эффекту, по топологии с помощью специальных атласов и величине электрического сопротивления кожного покрова в области БАТ. Метод локализации по болевому эффекту – болезненный и неприятный для пациента. Поиск по топологии требует длительного обучения врача и доступен только квалифицированным рефлексотерапевтам с достаточным стажем. Локализация БАТ по сопротивлению заключается в поиске точки с наименьшим электрическим сопротивлением среди окружающих точек. Метод требует продолжительного времени и повышенного внимания [1].

Данная статья посвящена разработке устройства для локализации биологически активных точек, обеспечивающего:

- уменьшение времени процедуры локализации БАТ;
- безболезненность процедуры локализации БАТ;
- возможность проведения процедуры поиска БАТ медицинским персоналом среднего уровня.

Разрабатываемое устройство основано на многоэлектродном зонде, предназначенном для локализации БАТ с помощью измерения сопро-

тивления и импеданса кожного покрова в области БАТ и окружающих точках. В настоящее время при поиске БАТ электрическое сопротивление кожного покрова измеряется с помощью одиночного зонда поочередно в каждой точке. Новизна данной работы состоит в том, что предлагается устройство, состоящее из массива электродов, позволяющее измерить электрическое сопротивление кожного покрова практически одновременно в нескольких точках определенного участка кожного покрова, что сокращает время локализации БАТ. При этом количество измеряемых точек и площадь исследуемого участка может подлежать масштабированию.

Многоэлектродный зонд для исследования электрических параметров кожного покрова представляет собой массив активных измерительных электродов 1, перемещающихся вдоль своей оси металлических стержней, имеющих округлую головку, предназначенную для контакта с кожным покровом. Противоположные концы стержней подсоединены к измерительному блоку и закреплены на диэлектрической основе 2, выполненной в виде двух параллельных жестких пластин, с множеством отверстий, соосно расположенных на обеих пластинах. Активные измерительные электроды вставлены в отверстия пластин на расстоянии 2,4 мм друг от друга (это обеспечивает оптимальное расположение электродов, необходимое для локализации биологически активных точек). Измерительные электроды перемещаются по своей оси на 5-8 мм (рисунок 1).

Динамика активных электродов обеспечивается надувной манжетой 3, расположенной над электродами, которой можно регулировать степень давления электродов на поверхность кожного покрова.

Индиферентный электрод выполнен в виде проводящей пластины и внесен за пределы многоэлектродного зонда.



Рисунок 1 — Многоэлектродный зонд для исследования электрических параметров кожного покрова

1 – измерительные электроды; 2 – диэлектрическая основа; 3 – надувная манжета

На базе многоэлектродного зонда разработано устройство, обеспечивающее возможность измерения активного сопротивления и импеданса кожного покрова.

Устройство обеспечивает способ экспресс-измерения электрического сопротивления массива точек на кожном покрове определенной площади и выводить результаты в виде таблиц и графиков на экран персонального компьютера. Проведение исследований может проводиться на постоянном и переменном токе. Допустимое значение измерительного постоянного тока не должно превышать 10 мкА/см^2 . Допустимое значение переменного тока определяется его пороговым значением по следующему соотношению:

$$I_{II} = k\sqrt{f} ,$$

где I_{II} – ток, мА; f – частота, кГц; k – коэффициент пропорциональности, $k = 0,1-0,12$ [2].

На рисунке 2 представлена блок-схема устройства для измерения активного сопротивления и импеданса кожного покрова.

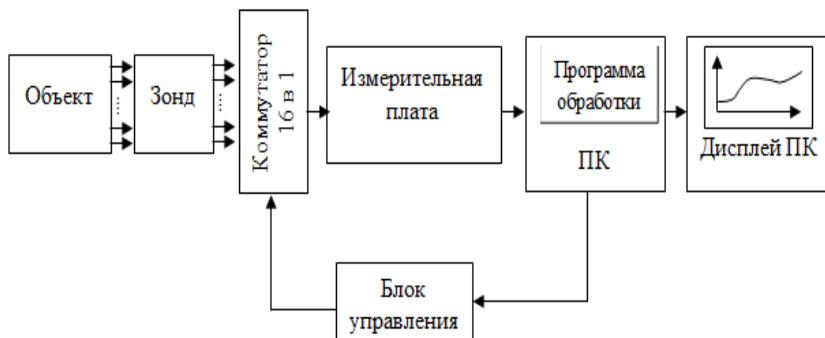


Рисунок 2 — Блок-схема устройств для измерения активного сопротивления и импеданса

Данная блок-схема состоит из нескольких узлов.

- Многоэлектродный зонд – представляет собой массив электродов (16-81).

- Коммутатор 16 в 1 – выбирает электрод для одной исследуемой точки.

- Измерительная плата – подключает выбранный электрод к ПК. В зависимости от метода исследования кожного покрова (переменным током или постоянным) выбирается соответствующая измерительная плата.

- ПК оснащен программой обработки для выбора БАТ по наименьшей величине электрического сопротивления.

- Дисплей ПК отображает результат исследования в виде графика.

- Блок управления подключает ПК к коммутатору для его управления.

Таким образом, в статье представлена конструкция многоэлектродного зонда, использование которого позволит сократить время процедуры локализации БАТ, и устройство на базе этого зонда. Представлен рабочий вариант блок-схемы устройства.

Литература:

1. Устройство для рефлексотерапии с пятью факторами воздействия, перспективы развития и достигнутые на практике результаты в этой области. / Л.И. Лисицына, С.В. Белавская, А.Н. Кузьмин, А.А. Блохин,

Л.Г. Навроцкий, Н.С. Чиркова, Ю.М. Вешкурцев // Научный вестник НГТУ. – 2017. – Т.69, №4. – С. 7-32.

2. Попечителей Е.П., Кореневский Н.А. Электрофизиологическая и фотометрическая медицинская техника. – М.: Высшая школа, 2002. – 410 с.

РАСЧЕТ ЕМКОСТИ МЭМС С ЛАТЕРАЛЬНЫМ СМЕЩЕНИЕМ НЕПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОДОВ

Р.Е. Синицкий, И.Е. Руденко, В.П. Драгунов
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, igor_rudenko.ru@mail.ru

В работе предложено аналитическое выражение для оценки емкостей электростатического конденсатора с латерально-смещающимися непараллельными электродами. Проведено сравнение с результатами численного моделирования. Установлены диапазоны применимости выражения с учетом наклона электродов с заданной погрешностью.

The article proposes the expression for estimating the capacitances of an electrostatic capacitor with lateral displacement of non-parallel electrodes. A comparison is made with the results of numerical simulation. The ranges of applicability of the expression with regard to the slope of the electrodes with a given error are established.

Электростатические микроэлектромеханические системы (МЭМС) в настоящее время являются одним из наиболее перспективных типов преобразователей энергии для различных высокотехнологичных устройств, среди которых микроакселерометры, микрогироскопы, микрофоны, микрозеркала, микрогенераторы и др. [1-3].

При создании электростатических МЭМС возникает необходимость расчета различных электрических и механических параметров с достаточной для практических применений точностью, среди которых определение емкостей является одним из наиболее значимых этапов разработки, сборки и использования емкостных устройств.

Согласно литературным данным при оценке емкостей в большинстве случаев используют модель идеального плоскопараллельного конденсатора (ИПК). Однако реально существующие технологии не позволяют гарантировать параллельность электродов тем более в условиях серийного производства. При этом непараллельность электродов может появляться из-за технологических погрешностей при изготовлении и сборке

устройства, а также в процессе эксплуатации из-за появления вращающихся моментов [4]. В данной работе проводится исследование погрешностей оценки емкости МЭМС конденсаторов с латерально-смещающимися непараллельными электродами.

В качестве объекта исследования влияния непараллельности электродов на электрические емкости в МЭМС при латеральном смещении электродов (в плоскости устройства) использовали модель конденсатора переменной ёмкости (рис. 1), содержащего два плоских непараллельных электрода длиной a , шириной b , наименьшим межэлектродным зазором d и наибольшим межэлектродным зазором $d + \Delta$. В данной конструкции подвижный электрод может перемещаться относительно неподвижного только вдоль оси x . В расчётах принимали, что угол наклона α мал и не изменяется при смещении подвижного электрода.

Пренебрегая особенностями распределения электрического поля у краев электродов (краевыми эффектами), зависимость емкости двухэлектродного конденсатора с непараллельными электродами от латерального смещения подвижного электрода при малых α может быть представлена как

$$C = \frac{\varepsilon\varepsilon_0ab}{\Delta} \ln\left(\frac{d + \Delta}{d + \Delta(1 - x/b)}\right) = \frac{\varepsilon\varepsilon_0ab}{d} \frac{d}{\Delta} \ln\left(\frac{1 + \Delta/d}{1 + (\Delta/d)(1 - x/b)}\right), \quad (1)$$

где ε – относительная диэлектрическая проницаемость среды между электродами, ε_0 – электрическая постоянная, x – величина смещения подвижного электрода от начального положения, при котором площадь перекрытия электродов минимальна.

Для сравнения использовалась формула идеального плоского конденсатора (ИПК) с параллельными электродами, для которой в качестве эффективного межэлектродного зазора был использован средний межэлектродный зазор $d_{avr} = d + \Delta - 0,5\Delta(x/b)$:

$$C_{PPC} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0ab(x/b)}{d_{avr}}. \quad (2)$$

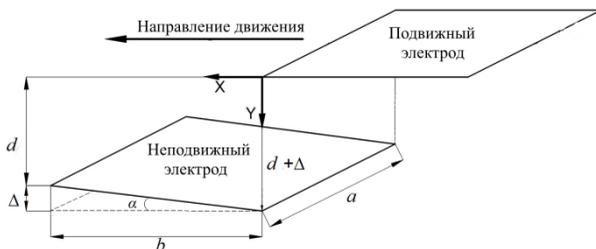


Рисунок 1 – Двухэлектродная модель конденсатора переменной емкости с непараллельными электродами

Расчет проводился с использованием метода конечных элементов (МКЭ) в программном пакете Femm с адаптивной методикой разбиения на конечные элементы. Были рассчитаны зависимости емкости от величины относительного смещения x/b подвижного электрода при различных отношениях Δ/d и b/d . При расчетах длина электродов a полагалась много большей их ширины b (приближение бесконечно длинных электродов). В качестве окружающей среды использовался воздух. Расчеты проведены при постоянном потенциале 1 В одного из электродов, а другого - 0 В.

На рисунке 2 представлены зависимости относительной погрешности использования формулы ИПК ($\Delta = 0$) относительно Femm расчетов от нормированного смещения электродов x/b , полученные для различных соотношений b/d . Как видно из данного графика формула ИПК дает относительную погрешность менее, чем в 15% для $0,2 \leq x/b \leq 1$ лишь при $b/d \geq 200$. При уменьшении отношения b/d вклад краевых эффектов в общий результат вычисления емкости увеличивается, что приводит к увеличению относительной погрешности и уменьшению диапазона смещения подвижного электрода для заданной погрешности.

Следует отметить, что с увеличением смещения электродов погрешность уменьшается, так как отношение x/d увеличивается, что приводит к уменьшению влияния краевых эффектов на расчет емкостей.

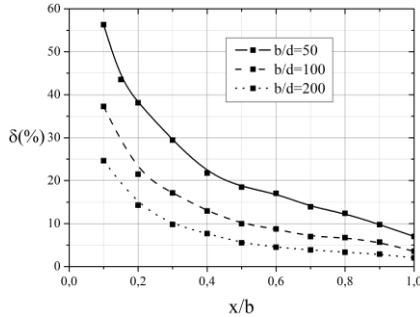
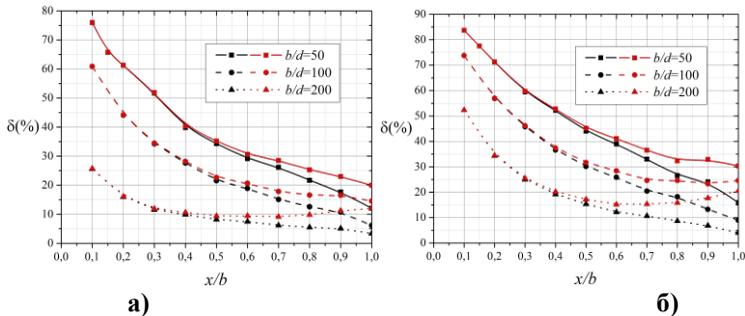


Рисунок 2 – Зависимости относительной погрешности использования выражения (1) от нормированного смещения x/b для различных отношений b/d при $\Delta/d = 0$

На рисунке 3 представлены зависимости погрешности использования формулы (1) (черные линии) и формулы (2) (красные линии) относительно Femm расчетов от нормированного смещения электродов x/b , полученные для различных соотношений b/d с учетом непараллельности электродов $\Delta/d = 2$ (рис. 3, а) и $\Delta/d = 4$ (рис. 3, б).

Согласно рис. 3 на начальном этапе движения подвижного электрода формулы (1) и (2) дают практически одинаковую погрешность, что связано с небольшим различием в оценках эффективного межэлектродного зазора для каждой из формул. Однако при увеличении относительного наклона электродов (рис. 3, а и б) при одинаковом смещении x/b погрешность использования формулы ИПК (2) относительно формулы конденсатора с непараллельными электродами (1) увеличивается. Кроме того, при увеличении смещения x/b при одинаковом Δ/d из-за все более увеличивающегося различия в определении эффективного межэлектродного зазора погрешность использования формулы ИПК (2) увеличивается, в то время как погрешность использования формулы (1) монотонно уменьшается.



а) б)
Рисунок 3 – Зависимости относительной погрешности
использования выражений (1) (черные линии)
и (2) (красные линии) от нормированного смещения x/b
для различных отношений b/d : а) $\Delta/d = 2$; б) $\Delta/d = 4$

Использование (1) для непараллельных электродов позволяет уменьшить погрешности в оценках емкости по сравнению с использованием формулы ИПК (2) при наличии непараллельности электродов вплоть до 7,5% при полном перекрытии в конструкции с $\Delta/d = 2$ и 15% в конструкции с $\Delta/d = 4$.

Кроме того, использование (1) для непараллельных электродов позволяет рассчитывать емкости с погрешностью менее 15% в диапазоне $0,2 \leq x/b \leq 1$ для конденсаторов с отношением $b/d \geq 200$ и $\Delta/d = 2$ и в диапазоне $0,5 \leq x/b \leq 1$ для конденсаторов с отношением $b/d \geq 200$ и $\Delta/d = 4$.

Таким образом, нами предложено выражение, позволяющее значительно уменьшить погрешности при оценке емкостей МЭМС с непараллельными латеральными смещениями электродов.

Литература

1. Драгунов В. П., Синицкий Р. Е., Остертак Д. И. Микроэлектромеханический генератор на основе модифицированной схемы дубликатора Беннета // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2017. – № 3 (36). – С. 39–51. – doi: 10.17212/1727-2769-2017-3-39-51.

2. Косцов Э.Г. Состояние и перспективы микро– и нанозлектромеханики // Автометрия. – 2009. – Т. 43. – № 3. – С. 3 – 52.

3. MEMS electrostatic vibration energy harvester without switches and inductive elements/ V. Dorzhiev, A. Karami, P. Basset, V. Dragunov, D. Galayko // Journal of Physics: Conference Series. - 2014. – Vol. 557, iss. 1. – Art. 012126 (5p.). - doi:10.1088/1742-6596/557/1/012126

4. Драгунов В. П., Синицкий Р. Е., Киселев Д. Е. Влияние непараллельности электродов на характеристики МЭМС в режиме с контролируемым зарядом // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2017. – № 1 (34). – С. 58-71. – doi: 10.17212/1727-2769-2017-1-58-71.

ЭФФЕКТ НЕСТАБИЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ В МЭМС С ЛАТЕРАЛЬНЫМ СМЕЩЕНИЕМ НЕПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОДОВ

Р.Е. Синицкий, И.Е. Руденко, Д.Б. Колосков, В.П. Драгунов
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, sinitsky.rodion@yandex.ru

В работе представлены результаты исследования влияния непараллельности электродов на электромеханические взаимодействия в МЭМС с латеральным смещением электродов в режиме работы с контролируемым напряжением. Получены выражения для оценки емкостей, электростатических сил, критического напряжения и критического смещения подвижного электрода при различных наклонах электродов. Обнаружена возможность неустойчивого состояния системы, приводящего к неконтролируемому движению подвижного электрода – критический эффект (аналог эффекта “pull-in instability”). Показано, что данный критический эффект возможен при параметрах системы $\Delta/d \geq 1$ и $\lambda \geq 1$.

The paper presents the results of the research of the effect of electrodes non-parallelism on electromechanical interactions in MEMS with lateral displacement of electrodes. There were obtained expressions for calculation of the capacitances, electrostatic forces, critical voltage, and critical displacement of a movable electrode at different slopes of the electrodes. It was found that there is a possibility of an unstable state of the system, leading to an uncontrolled movement of the movable electrode - critical effect (similar to “pull-in instability”). It was shown that this critical effect is possible with system parameters $\Delta/d \geq 1$ and $\lambda \geq 1$.

В настоящее время одним из наиболее перспективных типов преобразователей энергии для различных высокотехнологичных устройств

являются микроэлектромеханические системы (МЭМС) электростатического типа [1-3] .

Параметры таких устройств напрямую зависят от совокупности различных связей и взаимодействий, реализующихся между различными частями конструкции устройства: механические, электрические, оптические и т.д. При создании электростатических МЭМС возникает необходимость расчета емкостей, сил и относительных смещений электродов с достаточной для практических применений точностью [3-4].

Анализ литературных источников показывает, что в большинстве случаев при моделировании и проектировании используются модели электростатических МЭМС с параллельными электродами, что при их серийном производстве труднодостижимо. В то же время непараллельность электродов может приводить к значительным отклонениям значений параметров от расчетных величин, что, в свою очередь, скажется на достижимых параметрах системы и даже на её работоспособности [2-4]. В результате чего возникает необходимость в разработке простых наглядных выражений, учитывающих ключевые особенности создаваемых конструкций.

В качестве объекта исследования влияния непараллельности электродов на электромеханические взаимодействия в МЭМС (электрические ёмкости и силы) при латеральном смещении электродов (в плоскости устройства) использовали модель конденсатора переменной ёмкости (рис. 1), содержащего два плоских непараллельных электрода длиной a , шириной b , наименьшим межэлектродным зазором d и наибольшим межэлектродным зазором $d + \Delta$. В расчётах принимали, что угол наклона α мал и не изменяется при смещении подвижного электрода.

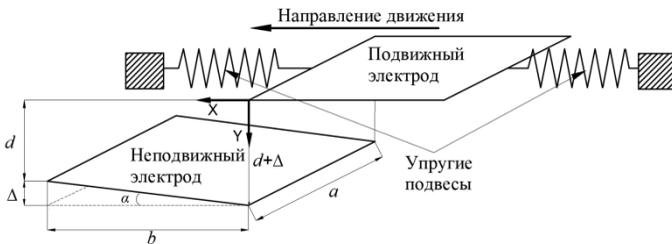


Рисунок 1 – Двухэлектродная модель МЭМС с непараллельными электродами

Пренебрегая особенностями распределения электрического поля у краев электродов (краевыми эффектами), зависимость емкости двух-электродного конденсатора с непараллельными электродами от смещения подвижного электрода при малых α может быть представлена как

$$C = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 ab}{\Delta} \ln \left(\frac{d+\Delta}{d+\Delta(1-x/b)} \right), \quad (1)$$

где ε – относительная диэлектрическая проницаемость среды между электродами, ε_0 – электрическая постоянная, x – величина смещения подвижного электрода от начального положения, при котором площадь перекрытия электродов минимальна.

Рассмотрим изменение электрической ёмкости и силы в такой системе при перемещении подвижного электрода за счет контролируемого очень медленного (квазистационарного) изменения напряжения V , приложенного между электродами.

Полагая, что в квазистатическом случае на электроды действуют только возвращающая сила упругости подвеса и электрическая сила, можно показать, что в МЭМС с непараллельными электродами в режиме с контролируемым напряжением уравнение равновесия (баланса сил) между возвращающей силой упругости подвеса $F_{уп}$ и электрической силой $F_{эл}$ в безразмерных переменных принимает вид

$$\frac{F_{уп}}{kb} + \frac{F_{эл}}{kb} = x/b - \frac{\lambda}{1+(\Delta/d)(1-x/b)} = 0, \quad (2)$$

где $\lambda = V^2\varepsilon\varepsilon_0 a / (2d_0 kb)$ – приведённое напряжение.

На рис. 2, а приведены зависимости электрической силы и силы упругости подвеса (сплошная линия), действующих на электроды, от смещения электродов x/b для различных λ и $\Delta/d = 2,0$.

Видно, что при смещении подвижного электрода равенство сил будет наблюдаться не всегда, а только до тех пор, пока не будет достигнута критическая точка x_{cr}/b (пустой маркер) – точка неустойчивого равновесия. При дальнейшем увеличении приложенного напряжения подвижный электрод начнет неконтролируемо смещаться к точке $x/b = 1$, стремясь занять положение с максимальным перекрытием электродов (критический эффект – аналог эффекта “pull-in instability”).

В квазистатическом режиме зависимость положения точки устойчивого равновесия подвижного электрода от действующего напряжения принимает вид:

$$x/b = \frac{(1+\Delta/d) - \sqrt{(1+\Delta/d)^2 - 4\lambda\Delta/d}}{2\Delta/d}. \quad (3)$$

На рис. 2, б приведены зависимости относительного смещения подвижного электрода от приложенного напряжения для различных Δ/d . Эти зависимости отражают характерные особенности поведения данной электромеханической системы при изменении управляющего напряжения. Видно, что в интервале $1 \leq \lambda \leq \lambda_{cr}$ каждому значению управляющего напряжения соответствуют два состояния системы. При этом нижняя ветвь с $0 < x/b < x_{cr}/b$ соответствует устойчивому состоянию системы, а верхняя с $x/b \geq x_{cr}/b$ – неустойчивому.

Анализ показывает, что зависимость критического смещения подвижного электрода x_{cr}/b от Δ/d может быть представлена в виде

$$x_{cr}/b = \frac{\Delta/d+1}{2\Delta/d}. \quad (4)$$

Из (4) следует, что критический эффект проявляется лишь при $\Delta/d \geq 1$. Причем при увеличении Δ/d значение критического смещения x_{cr}/b уменьшается и стремится к 0,5.

При подстановке (4) в (3) зависимость критического напряжения от относительного наклона электродов принимает вид:

$$\lambda_{cr} = \frac{(\Delta/d+1)^2}{4\Delta/d}.$$

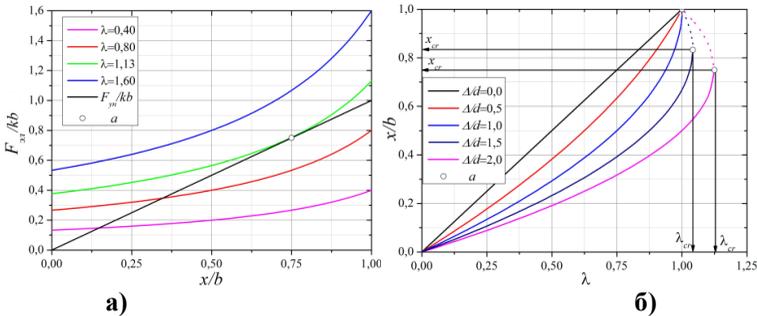


Рисунок 2 – а) - Зависимости электрической силы и силы упругости подвеса (сплошная линия) от относительного смещения подвижного электрода для различных λ и $\Delta/d = 2,0$;

б) - Зависимости относительного смещения подвижного электрода от приведённого напряжения λ для различных Δ/d

Данная зависимость начинает практически линейно зависеть от Δ/d при $\Delta/d \geq 2$.

Таким образом, обнаружено, что в МЭМС с непараллельными электродами может наблюдаться критический эффект – аналог эффекта “pull-in instability”. Показано, что критический эффект проявляется лишь при $\Delta/d \geq 1$ и $\lambda \geq 1$. При увеличении взаимного наклона электродов значение x_{cr}/b уменьшается, а λ_{cr} растет.

Литература

1. Современные тенденции развития микросистемной техники / В.Д. Вернер, П.П. Мальцев, А.А. Резнев, А.Н. Сауров, Ю.А. Чаплыгин // Нано- и микросистемная техника. - 2008. - № 8. - С. 2-6.

2. Драгунов В. П., Симицкий Р. Е., Остертак Д. И. Микроэлектромеханический генератор на основе модифицированной схемы дубликатора Беннета // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2017. – № 3 (36). – С. 39–51. – DOI: 10.17212/1727-2769-2017-3-39-51.

3. A new autostabilization mechanism in the Bennet doubler circuit-based electrostatic vibrational energy harvester / V. P. Dragunov, V. Y. Dorzhiev, D. I. Ostertak [et al.] // Sensors and Actuators. A: Physical. - 2018. - Vol. 272. - P. 259-266. - DOI: 10.1016/j.sna.2018.01.053.

4. Драгунов В.П., Киселев Д.Е., Симицкий Р.Е. Особенности электро-механических взаимодействий в МЭМС с непараллельными электродами // Нано- и микросистемная техника. - 2017. - Т. 19, № 6. - С. 360-365 на рус. яз.; С. 365-369 на иностр. яз. DOI: 10.17587/nmst.19.360-369

ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕГРИРУЮЩЕГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В ДЕТЕКТОРЕ ИОНИЗИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Д.Е. Руденков, С.В. Касьянов
Национальный исследовательский
Томский политехнический университет,
г.Томск, rudenkov.dmitriy@mail.ru

В данной статье рассмотрены особенности регистрации ионизирующего излучения при проведении радиационных методов неразрушающего контроля и рассмотрена схема блока детектирования на основе интегратора. В статье приведена структурная схема использования интегрирующего аналого-

цифрового преобразователя в качестве усилительного тракта с последующим оцифровыванием сигнала.

The features of registration of ionizing radiation in the radiation methods of non-destructive testing and the scheme of block of detection based on an integrator to assessment the intensity of radiation are considered in this article. The structural scheme of the application of an integrating analog-to-digital converter as an amplifying path with following by digitizing the signal is shown.

Радиационный метод контроля является одним из основных методов неразрушающего контроля ввиду большой информативности о свойствах исследуемого объекта. Данный вид контроля основывается на регистрации и анализе ионизирующего излучения (потока фотонов) после его взаимодействия с объектом. Прошедшее сквозь тело объекта излучение содержит информацию о его свойствах, так как интенсивность и энергетический спектр потока фотонов изменяется, в зависимости от свойств и объема материала, из которого состоит объект исследования. На основании данных изменений излучения, может быть построено анатомическое изображение объекта.

Существует большое количество детекторов ионизирующего излучения, различающихся по своим физическим принципам действия и конструкциям. Основными типами детекторов, используемых при проведении радиационного метода неразрушающего контроля и в досмотровых системах, являются сцинтилляционные и полупроводниковые детекторы. Выходным сигналов данных типов детекторов являются слабые импульсы тока, которые генерируются на выходе детектора при попадании фотона в его объем материала. Получить информацию о зарегистрированном излучении можно оценив величину импульсов тока. Существуют различные способы усиления и измерения данных выходных сигналов, однако ввиду особенностей систем для проведения дефектоскопии и досмотра, наибольшее распространение получил метод, при котором происходит интегрирование выходного сигнала детектора во времени. Тем самым, резкие импульсы тока малой величины преобразуются в нарастающее напряжение.

При регистрации ионизирующего излучения приходится сталкиваться с рядом проблем. Некоторые из них зависят от способа генерации излучения: неравномерность спектра сгенерированного излучения, неравномерность энергии излучения по мере его распространения, возможные отклонения фотона от траектории движения, другие от типа и свойств детектора: шумы теплового тока, шумы темнового тока, эффект послесвечения, влияние объема детектора. Так же на процесс измерения

оказывает влияние электрическая схема усиления и оцифровывания сигнала, здесь важными показателями являются величина интегрирующих емкостей, погрешность элементов, разрядность аналого-цифрового преобразователя.

В качестве усилительного тракта, преобразующего импульсы тока на выходе детектора в напряжение, часто используется схема зарядочувствительного предусилителя построенная на основе операционного усилителя (ОУ). При данной схеме включения, к одному из входов ОУ подключается выход детектора, а сам усилитель охватывается обратной связью состоящей из емкости и резистора. Как правило, такие схемы устанавливают в непосредственной близости от детектора, а на некотором расстоянии располагают основной усилитель и цепь оцифровывания сигнала.

Однако существуют электронные микросхемы, объединившие в себе функции усилительного и оцифровывающего контуров. Данные решения удобно применять при проектировании блоков для проведения неразрушающего контроля и в системах досмотра.

Подобные микросхемы представляют собой аналого-цифровой преобразователь (АЦП) с интегрирующими входами. Выходом такого АЦП будет являться двоичный код, величина которого будет зависеть от величины заряда емкости обратной связи, а разрядность от разрядности АЦП микросхемы.

Структурная схема включения интегрирующего АЦП приведена на рисунке 1.

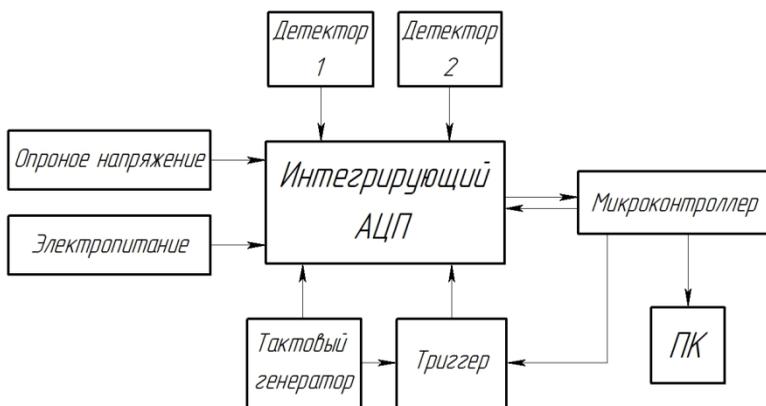


Рисунок 1 – Структурная схема подключения интегрирующего АЦП

В данном случае рассмотрена микросхема, имеющая два интегрирующих входа, 20-битное разрешение, регулируемую величину интегрирующих емкостей, два канала с возможностью поочередного интегрирования, один АЦП и цифровой фильтр. Используемая микросхема имеет возможность работать в двух режимах интегрирования. Управление и выбор режима работы происходит при помощи микроконтроллера, устанавливающего необходимые логические уровни на входы АЦП. Ввиду того, что данная схема используется для регистрации излучения, с циклического ускорителя электронов, её работа синхронизирована с работой излучателя. В момент генерации ионизирующего излучения, микроконтроллером вырабатывается управляющий сигнал и начинается процесс интегрирования. Спустя время, необходимое для оцифровывания данных с двух детекторов, микроконтроллер извлекает два 20-битных двоичных числа из АЦП и передает их в персональный компьютер. По завершению цикла интегрирования, оцифровывания и передачи данных, микросхема интегрирующего АЦП готова к повторному процессу интегрирования по сигналу с микроконтроллера.

Данная схема может применяться с сцинтилляционными и полупроводниковыми детекторами в системах проведения радиационного метода контроля и досмотровых комплексах. В подобных устройствах проводят каскадирование данных микросхем, что позволяет упростить про-

цесс управления и уменьшить стоимость готового изделия. Результатом интегрирования сигнала каждого детектора каскада является 20-битное число. Данные числа собираются в массив, который в дальнейшем преобразуется в растровое изображение исследуемого объекта.

Литература:

1. Матвеев В. В., Хазанов Б.И. Приборы для измерения ионизирующих излучений. – М.: Энергоиздат., 1984. – 408 с.
1998. – 400 с.
2. Цитович А. П. Ядерная электроника: учебное пособие для вузов.— М.: Атомиздат., 1972. – 695 с.

УСТРОЙСТВО ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ КАРТИН СВЕЧЕНИЯ РАЗРЯДА НА ПОВЕРХНОСТИ ЖИВЫХ ОБЪЕКТОВ С ТРЕХ ПОЗИЦИЙ В РЕЖИМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

А.М. Фатеев¹, Л.Г. Навроцкий², Л.И. Лисицына¹

1 – Новосибирский государственный технический университет

2 – Институт лазерной физики СОРАН.

г. Новосибирск, autdan@mail.ru

Проведена модернизация эскиза устройства с целью обеспечения удобного расположения живых объектов и с возможностью продувания стеклянной части корпуса инертным газом. Выбран рабочий газ – аргон.

The modernization of device sketch was made to provide the best positions of real objects and possibility to purge the glass part of the device body using inert gas. Argon was chosen as an inert (operating) gas.

Ранее в [1] авторами данной работы был предложен способ регистрации картин свечения разряда с трех позиций в атмосфере инертного газа на поверхности живых объектов, возникающего под действием высокочастотных высоковольтных импульсов в режиме реального времени. В статье представлена конструкция устройства, реализующего этот способ. В основу разработки устройства были положены исследования Кирлиан [2]. Именно на их основе разрабатываются все биоэлектрографы и кирлианографы в настоящее время.

Целью данной работы является выбор инертного газа и модернизация конструкции устройства для нагнетания газа и удобного расположения живых объектов.

В [1] представлен эскиз устройства, реализующий предложенный способ, рисунок 1. Герметичный корпус состоит из пластиковой (2) и стеклянной (3) частей. После размещения исследуемого объекта через отверстие (8) на прозрачном электроде (5) стеклянный корпус заполняется инертным газом из баллона. Прозрачный электрод подключается к силовой части устройства (6). В устройстве использованы три фотоаппарата (7). Два фотоаппарата размещаются на крепежной детали (4), а третий – на дне пластиковой части корпуса под прозрачным электродом.

В ходе анализа предложенного эскиза, было решено модернизировать устройство – убрать торец стеклянной части корпуса и заменить его манжетой для удобного расположения живых объектов. В противоположном торце стеклянной части корпуса – добавить отверстие для нагнетания газа и продувки через манжету, рисунок 2.

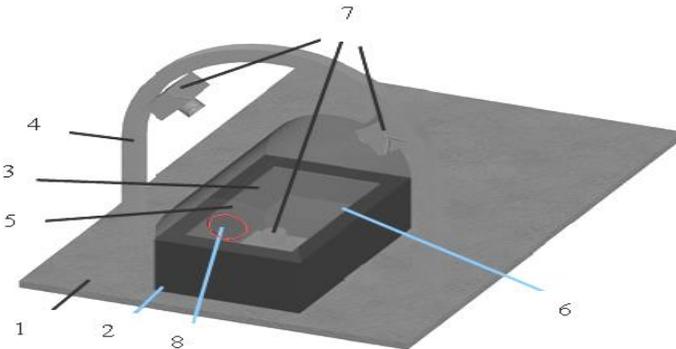


Рисунок 1 — Эскиз устройства

1 – основание, 2 – пластиковая часть корпуса, 3 – стеклянная часть корпуса, 4 – рама для крепления фотоаппаратов, 5 – прозрачный электрод, 6 – силовая часть устройства, 7 – фотоаппарат, 8 – отверстие для нагнетания газа

трод, 6 – силовая часть устройства, 7 – фотоаппараты, 8 – отверстие

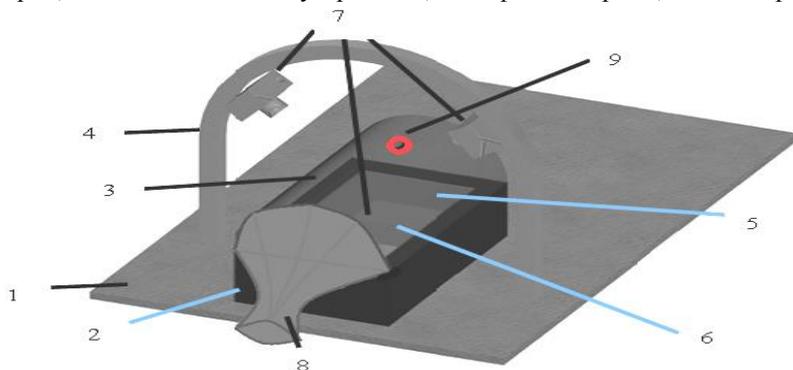


Рисунок 2 – Эскиз модернизированного устройства

1 – основание, 2 – пластиковая часть корпуса, 3 – стеклянная часть корпуса, 4 – рама для крепления фотоаппаратов, 5 – прозрачный электрод, 6 – силовая часть, 7 – фотоаппараты, 8 – манжета, 9 – отверстие для нагнетания газа

Продувка инертным газом стеклянной части корпуса осуществляется через линию отверстие – манжета, что обеспечивает чистоту продуваемого газа и давление, близкое к атмосферному.

Для выбора типа газа проведен анализ литературных источников, который показал, что спектр вынужденного излучения кожного покрова в области биологически активных зон может включать не только видимый, но и ультрафиолетовый диапазоны. Для регистрации ультрафиолетового излучения предлагается использовать люминесцентный краситель [3]. На основе этих данных было предложено обдувать объект исследования инертным газом, имеющим линии испускания и поглощения в указанных выше областях спектра. Кроме того, необходимо найти газ с энергией ионизации, близкой к энергии ионизации воздуха, чтобы работать с такими параметрами разряда, которые обычно используются в устройствах для биоэлектрографии.

Воздух состоит в основном из азота (78%), кислорода (20,9%) и аргона (1%). Так как он содержит больше всего азота и кислорода, то необходимо сравнивать их энергии ионизации с энергией ионизации выбранного газа. В таблице 1 представлены энергии ионизации различных газов [4].

Таблица 1 – Энергии ионизации различных газов

Элемент	I_1 , эВ	Элемент	I_1 , эВ
H	13,6	Na	5,1
He	24,6	Mg	7,6
Li	5,4	Al	6,0
Be	9,3	Si	8,1
B	8,3	P	10,5
C	11,3	S	10,4
N	14,5	Cl	13,0
O	13,6	Ar	15,8
F	17,4	K	4,3
Ne	21,6	Ca	6,1

Энергия ионизации азота – 14,5 эВ, кислорода – 13,6 эВ. Из инертных газов только аргон обладает энергией ионизации, близкой к энергии ионизации азота и кислорода, кроме того аргон имеет линии испускания в видимой и ультрафиолетовой областях спектра (рисунок 3) [4]. Следовательно, в качестве продуваемого газа лучше всего использовать аргон (Ar).

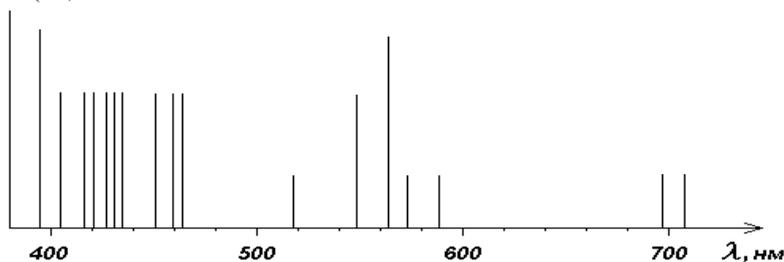


Рисунок 3 – Спектр испускания аргона

Заключение

1. Проведена модернизация эскиза устройства с целью обеспечения удобного расположения живых объектов и с возможностью продувания стеклянной части корпуса инертным газом.
2. Проведен выбор рабочего (инертного) газа для продувки стеклянной части корпуса. Рекомендован аргон, так как он обладает энергией ионизации, близкой к энергии ионизации азота и кислорода, а также обладает линиями излучения в ближнем ультрафиолете и видимой части спектра.
3. Для возможности регистрации картин свечения в ультрафиолетовом спектре излучения предлагается использовать люминесцентный краситель.

Литература

1. Навроцкий Л.Г., Лисицына Л.И., Фатеев А.М., Юдин В.И. Устройство регистрации картин свечения разряда на поверхности живых объектов в режиме реального времени. РНТК «Современные проблемы телекоммуникации». — Новосибирск: СибГУТИ. 2018. — С 660–664.
2. Бойченко А.П., Шустов М.А. Основы газоразрядной фотографии. — Томск: СГТ. 2004. — 316 с.
3. Навроцкий Л.Г., Лисицына Л.И., Белавская С.В., Блохин А.А., Камардин А.Е., Красильникова О.Я., Чиркова Н.С. Наличие ультрафиолетового диапазона в спектре вынужденного излучения биологически активных зон. МНТК АПЭП — 2018. Т5. — Новосибирск: НГТУ – С. 116 -119.
4. Физический энциклопедический словарь — М.: Советская энциклопедия. 1983. — 928 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РАЗЛИЧНЫХ МИКРОФОНОВ НА ЗНАЧЕНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ГОЛОСОВОГО СИГНАЛА

Т.А. Шевченко, Д.В. Боровикова, В.К. Макуха
Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск, mixtura_96@mail.ru

В данной статье рассматривается влияние различных типов микрофонов на значения акустических параметров: Jitter, Shimmer, HNR.

This article discusses the effect of various types of microphones on the values of acoustic parameters: Jitter, Shimmer, HNR.

1. Введение

Голос является важным инструментом социализации человека в обществе. К сожалению, в настоящее время количество нарушений речи выросло, однако количество специалистов по работе с голосом не увеличилось, во многих городах и деревнях России таких специалистов вовсе нет.

Современные технологии позволяют без участия врача объективно оценить процесс голосообразования на разных стадиях (дыхание, колебание голосовых складок, работа резонаторов) и обнаружить

различные патологии гортани методом акустического анализа [1]. Для этого необходимо записать голос на микрофон и с помощью программного обеспечения обработать сигнал, получив при этом ряд акустических параметров и проанализировать их на предмет отклонения от нормы. Однако на этапе записи голоса возникает много вопросов и нюансов. Например, чтобы устранить лишние шумы, запись должна происходить в тихой комнате, чтобы влияние внешних помех было минимально. Микрофон следует всегда располагать на одинаковом расстоянии от рта, чтобы можно было сравнивать значения акустических параметров разных людей. А какой микрофон необходимо применять? Какие у него должны быть параметры? Влияют ли параметры микрофонов на достоверность значений акустических параметров голосового сигнала?

2. Описание эксперимента

В данном исследовании был проведен опыт с пятью различными микрофонами и пятью участниками. Перед каждым участником эксперимента на расстоянии 15 см от рта были одновременно расположены все 5 микрофонов. Затем каждый участник должен был произнести долгий гласный звук /a/. Ниже представлены названия использованных микрофонов, параметры каждого можно посмотреть по указанным ссылкам: 1) микрофон Октава МК–012, подключенный к внешней звуковой карте USB M-Audio Fast Track Ultra [2,3]; 2) микрофон, встроенный в смартфон Samsung Galaxy J4 [4]; 3) микрофон, встроенный в смартфон Huawei Honor 9 lite [5], 4) микрофон Aceline AMIC-7 [6]; 5) микрофон Philips SBCMT–570 [7].

Далее для каждого голосового образца были рассчитаны акустические параметры: Jitter, Shimmer, HNR [8].

3. Результаты

Результаты исследования приведены в таблице 1.

Таблица 1 — Значения акустических параметров

№	Параметры	МК–012	Samsung	Philips	Huawei	Aceline
1	Jitter, %	0,32	0,40	0,34	0,29	0,30
	Shimmer, %	5,10	3,62	6,02	2,79	6,54
	HNR, дБ	21,90	22,13	19,69	20,08	19,69

2	Jitter, %	0,25	0,31	0,28	0,56	0,20
	Shimmer, %	3,27	2,56	3,76	4,39	4,85
	HNR, дБ	19,69	20,78	18,93	14,55	18,15
3	Jitter, %	0,17	0,20	0,19	0,19	0,37
	Shimmer, %	4,40	4,38	3,58	5,76	6,10
	HNR, дБ	20,29	20,70	21,36	18,12	20,62
4	Jitter, %	0,17	0,19	0,21	0,21	0,08
	Shimmer, %	1,11	1,53	2,88	2,83	2,27
	HNR, дБ	21,86	23,53	21,68	19,43	25,74
5	Jitter, %	0,30	0,27	0,31	0,31	0,22
	Shimmer, %	1,95	1,77	2,00	2,34	3,49
	HNR, дБ	23,76	24,05	23,77	21,95	22,72

Сигнал, записанный на микрофон Октава МК–012, подключенный к внешней звуковой карте USB M-Audio Fast Track Ultra, будем считать эталоном, так как используемая аппаратура имеет лучшие технические характеристики по сравнению с другими.

Для определения отклонения параметров от эталонного значения использован метод пропорций $a:b=c:d$ (таблицы 2, 3, 4).

Таблица 2 — Влияния микрофонов на значение параметра Jitter

№	Samsung	Philips	Huawei	Aceline
1	22,60%	5,88%	10,84%	6,81%
2	20,08%	9,45%	120,87%	22,44%
3	14,04%	8,77%	13,45%	118,71%
4	8,05%	22,99%	18,97%	55,17%
5	8,05%	22,99%	18,97%	55,17%

Таблица 3 — Влияния микрофонов на значение параметра Shimmer

№	Samsung	Philips	Huawei	Aceline
1	29,08%	18,06%	45,27%	28,27%
2	21,69%	14,88%	34,01%	48,12%
3	0,52%	18,67%	30,71%	38,59%
4	38,02%	159,46%	154,77%	104,05%
5	9,47%	2,46%	19,56%	78,55%

Таблица 4 — Влияния микрофонов на значение параметра HNR

№	Samsung	Philips	Huawei	Aceline
1	1,01%	10,09%	8,33%	10,11%
2	5,50%	3,87%	26,13%	7,86%
3	2,02%	5,28%	10,66%	1,64%
4	7,65%	0,80%	11,11%	17,76%
5	1,21%	0,03%	7,61%	4,39%

4. Заключение

Из полученных результатов можно сделать вывод о том, что значения параметров Jitter и HNR не сильно подвержены влиянию микрофона, что не скажешь о значениях параметра Shimmer. В дальнейшем планируется применить к данным голосовым образцам цифровые фильтры с целью устранения влияния микрофона.

Литература:

1. Василенко, Ю. С. Голос. Фониатрические аспекты. — М.: Дипак, 2013. — 396 с.
2. Микрофоны. Октава МК–012. [Electronic document], 2018. —URL: [https://www.muztorg.ru/product/A081577].
3. Обзор M-Audio Fast Track Ultra. [Electronic document], 2018. — URL: [http://guitar-news.ru/sound-cards/801-obzor-m-audio-fast-track-ultra-usb].
4. Технические характеристики Samsung Galaxy J4. [Electronic document], 2018. —URL: [http://www.mobihobby.ru/phone/samsung_galaxy_j4__2018__16gb/specification].
5. Технические характеристики Huawei Honor 9 lite. [Electronic document], 2018. —URL: [http://www.mobihobby.ru/phone/huawei_honor_9_lite_32gb/specification].
6. Характеристики микрофонов Aceline AMIC-7. [Electronic document], 2018. —URL: [https://www.dns-shop.ru/product/5217c21ccc0a3330/mikrofon-aceline-amic-7/characteristics/].

7. Характеристики микрофонов Philips SBCMT-570. [Electronic document], 2018. —URL: [https://www.philips.ru/c-p/SBCME570_00/electret-microphone/specifications].

8. Praat: doing phonetics by computer. [Electronic document], 2016. URL: <http://www.fon.hum.uva.nl/praat/>.

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ФОРМИРОВАНИЕМ МУЛЬТИЩЕЛОЧНЫХ ФОТОКАТОДОВ

А.В. Юпашевский, В.К. Макуха

**Новосибирский государственный технический университет,
г. Новосибирск , Up1997ant@gmail.com**

Данная статья описывает процесс разработки автоматизации процесса выращивания мультищелочного фотокатода, на базе классического метода формирования, с возможностью отслеживания чувствительности фотокатода по фототоку в режиме процесса формирования. Разработана функциональная схема устройства. Разработана схема электрическая принципиальная блока осветителя

The method for automating the multialkaline photocathode growing was developed using the classical method of growth and tracking the sensitivity of the photocathode by photocurrent during the growth process. The functional scheme of the device was developed.

Введение

Приборы ночного видения нашли широкое применение во многих жизненных сферах деятельности человека. Важной его составляющей является электронно-оптический преобразователь (ЭОП). Самыми распространёнными ЭОПами считаются ЭОПы поколения 2+, так как именно они имеют идеальные соотношения цены и качества. ЭОП второго поколения представляет собой прибор класса «свет-свет», состоящий из трех основных частей: мультищелочного фотокатода, микроканальной пластины, и люминесцентного экрана. Формирование мультищелочного катода является лишь малой частью технического процесса по созданию ЭОПов. Тем не менее, контроль этого процесса играет значительную роль в определении конечных характеристик прибора. Автоматизация процесса выращивания, приведет к повышению интегральной чувствительности прибора и его отношения сигнал/шум. В настоя-

ший момент времени, осуществление контроля формирования фотокатода обычно производится по постоянному фототоку с катода в цепи вытягивающего электрода. Данный подход имеет ряд недостатков. Предполагается что предлагаемое решение позволит увеличить отношение сигнал/шум, избавиться от темнового тока в конечном сигнале, уменьшить влияние помех. Разрабатываемое устройство должно дать возможность измерять не только интегральную, но и спектральную чувствительность на трех длинах волн. Возможность оцифровки информации и передачи ее на компьютер тоже решает множество проблем, с хранением и последующим анализом данных.

Постановка задачи: разработать устройство для управления процессом формирования мультищелочного катода, способное измерять фототок от 1нА до 100 мкА с погрешностью 10% на нижнем приделе измерений.

2 Измерения, необходимые для формирования фотокатода

Формирование мультищелочных фотокатодов, осуществляется классическим методом, посредством регистрации фототока.

На рис. — 1 представлена схема установки для выращивания катодов, которая обычно используется на данный момент. На схеме изображена вакуумная камера в разрезе. В объеме камеры находятся фотокатод, вытягивающий электрод и источники щелочных металлов — калия, натрия, цезия и сурьмы. Процесс выращивания представляет собой поэтапное нанесение данных металлов на подложку фотокатода. Источник света, представляющий собой галогенную лампу, освещает фотокатод. Фотокатод под действием света эмитирует электроны. Так как фотокатод заземлен, а вытягивающий электрод находится под положительным потенциалом 200 В, электроны движутся от катода к электроду. Как гласит первый закон Столетова, фототок равен произведению светового потока и чувствительности фотокатода

$$I_{\phi} = \Phi * S, \quad (1)$$

где I_{ϕ} — ток фотокатода, Φ — световой поток, S — чувствительность фотокатода. Если световой поток постоянный, то изменение фототока будет регистрировать изменение чувствительности фотокатода. В цепи электрода расположен измеритель фототока. Данный прибор представляет собой преобразователь фототока в сигнал для самописца. Далее оператор, ориентируясь на изменение графика на самописце, регулирует токи источников, тем самым увеличивая или уменьшая подачу того или иного щелочного металла на подложку.

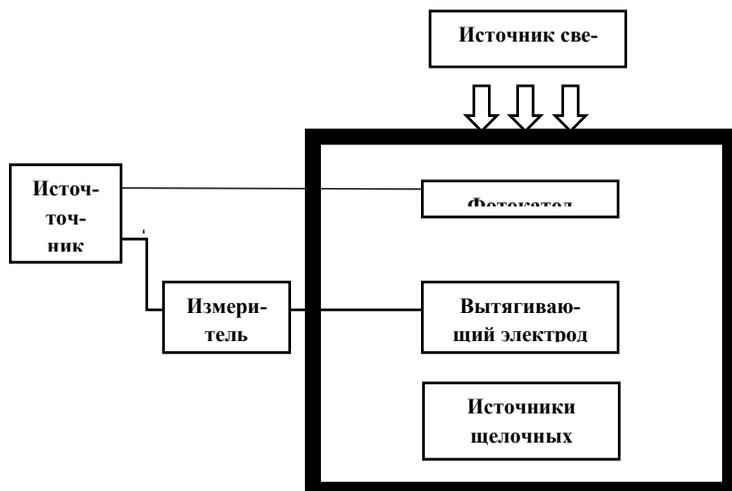


Рис. 1 — Функциональная схема формирования фотоэммитеров

3 Проблемы измерения фототока

Трудность измерение малых токов. Одна из главных проблем измерения является малый сигнал на входе измерительной системы. Данная проблема возникает вследствие малой чувствительности фотокатода, на начальном этапе выращивания. Подложка фотокатода фактически не покрыта фоточувствительным слоем и представляет собой обычное стекло. В такой ситуации амплитуда полезного сигнала соизмерима с амплитудой помех. Значения фототока на начальном этапе составляют единицы наноампер.

Темновой ток. Темновой ток — постоянный сигнал в цепи вытягивающего электрода, обусловленный конечной проводимостью керамического изолятора фотокатода. Помимо этого, в процессе формирования фотокатода на изолятор попадают металлы что увеличивает его проводимость. Значения темнового тока составляют единицы наноампер.

Измерения токов широкого диапазона. Чувствительность фотокатода на начальном этапе пыления и конечном сильно разнятся, поэтому входной сигнал измерительной системы изменяется от единиц наноампер до сотен микроампер. Диапазон измерений составляет 6 порядков. На таком промежутке очень трудно сохранять заданную точность измерений.

Широкий спектр источника света. Параметры светового потока определяются источником света. В первую очередь нам важны такие параметры, как спектральная характеристика источника и его световая

мощность (не стоит путать с потребляемой). На данный момент на установке используется галогенная лампа.

Отсутствие базы данных. Все данные хранятся в бумажном виде. Это очень неудобно для дальнейшей обработки и анализа параметров выпускаемых приборов.

4 Функциональная схема устройства автоматического контроля качества формирования фотокатода

Функциональная схема представлена на рис. 2. Схема состоит из блока светодиодов на трех длинах волн 530 нм — зеленый, 720 нм — красный, 950 нм — инфракрасный. Данный блок запитывается от источника тока, управляемым прямоугольным импульсом напряжения с ЦАП микроконтроллера. Частота прямоугольных импульсов составляет 1 кГц. Катод будет представлять собой модулятор несущей частоты преобразуя световую энергию в электрическую. В цепи электрода установлен преобразователь тока в напряжение. Далее сигнал поступает на усилитель. С усилителя сигнал поступает на детектор, затем оцифровывается передается на компьютер, где программа будет обрабатывать полученные данные и отправлять сигнал на блок управления источниками щелочных металлов.

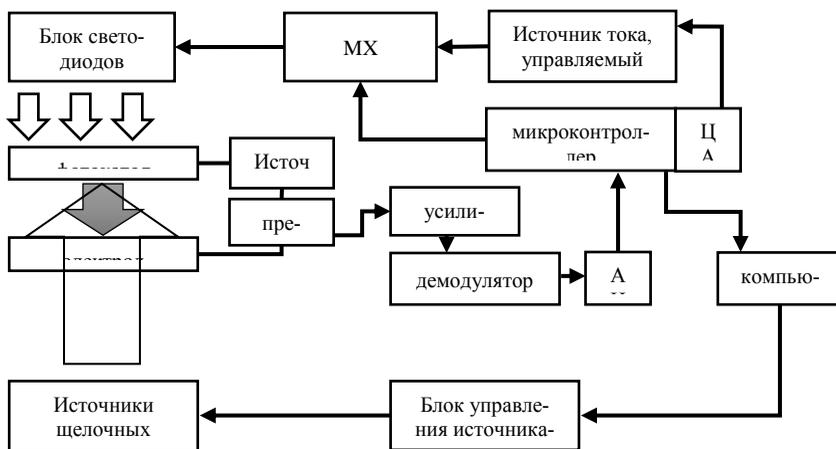


Рис. 2 — Функциональная схема устройства

5 Результаты разработок

В результате проделанной работы был отлажен источник тока, управляемый напряжением, с ЦАП микроконтроллера. Разработана схема электрическая принципиальная блока осветителя также была разработана база данных для хранения информации о выращивании фотоэмиттеров для дальнейшего анализа.

На рисунке 3 изображена схема электрическая принципиальная источника тока, управляемого напряжением. Его входные напряжения 0-3,3 В. Выходной ток 0-2 А

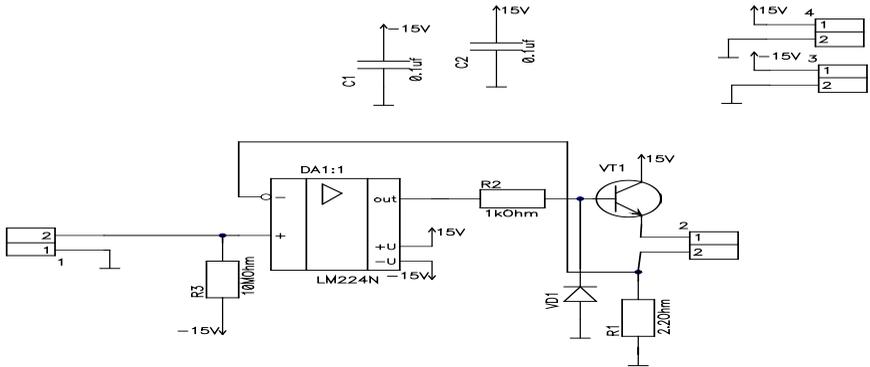
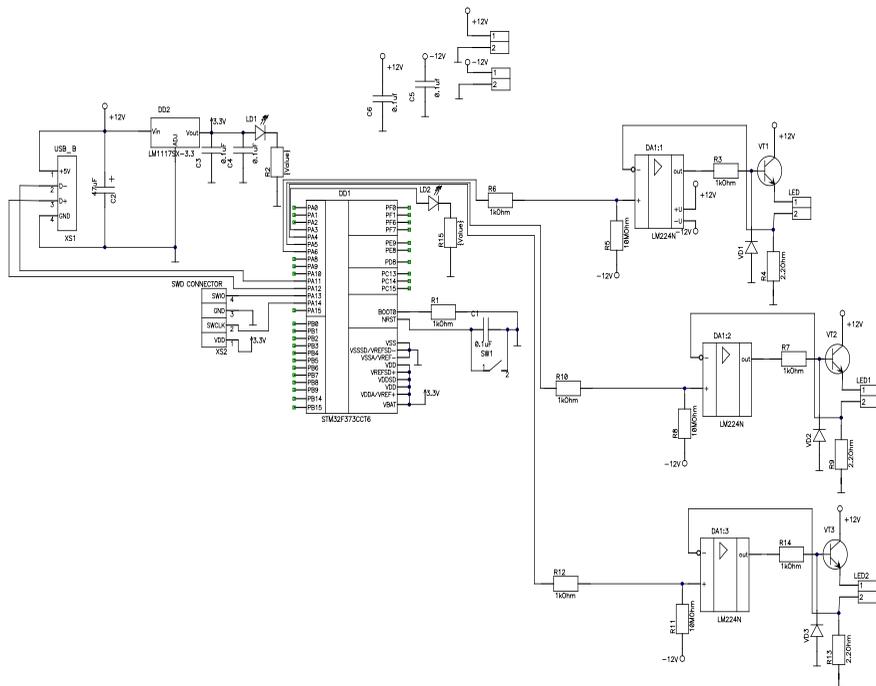


Рис.3—схема электрическая принципиальная источника тока, управляемого напряжением

На рисунке 4 изображена схема электрическая принципиальная блока осветителя



6 Заключение

1. Разработана функциональная схема устройства автоматизации управления формирования мультищелочного катода.
2. Разработан источник тока, управляемый напряжением.
3. Разработана схема электрическая принципиальная блока осветителя
4. Требуется дальнейшая разработка алгоритмов для блока управления щелочными металлами.

Литература

1. У.Титце, К. Шенк. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том 2: Пер с нем.– М.:ДМК. Пресс,2007. — 942 с.: ил.
2. У.Титце, К. Шенк. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том 1: Пер с нем.– М.:ДМК. Пресс,2007. — 832 с.: ил.
- 3 Хоровиц п., Хилл Искусство схемотехники: В 3-х томах: Т. 2. Пер. с англ.- 4-е изд., перераб. и доп.-М.: Мир, 1993.-371 с, ил.

4 Хоровиц п., Хилл у. Искусство схемотехники: Том 1. Пер с англ.–6-е изд. Перераб. И доп.–м.: Мир, 2001. – 704 с

РАЗРАБОТКА НАБЛЮДАТЕЛЬНОГО ПРИБОРА НОЧНОГО ВИДЕНИЯ СО ВСТРОЕННЫМ ЛАЗЕРНЫМ ДАЛЬНОМЕРОМ

В.О. Янкевич¹, Д.А. Чунарев², Л. И. Лисицина¹

1. Новосибирский государственный технический университет

2. АО «НПЗ»

г. Новосибирск , yankevichvioletta1997@gmail.com

Проведены первичные исследования по разработке наблюдательного прибора ночного видения со встроенным лазерным дальномером на базе электронно-оптического преобразователя.

Primary studies were conducted on the development of an observational night-vision device with an integrated laser rangefinder based on an image intensifier.

Прибор ночного видения – это оптико-электронный прибор, предназначенный для наблюдения объекта, цели или местности в условиях низкой освещенности [1].

Лазерный дальномер – это прибор, предназначенный для измерения расстояния до объекта посредством использования лазерного излучения [2].

Цель данной работы – создать прибор, совмещающий в себе прибор ночного видения и лазерный дальномер, то есть обеспечивающий способность различать объекты в условиях недостаточной освещенности и измерять расстояние до них.

Отечественных аналогов данного прибора на базе электронно-оптического преобразователя (ЭОП) не существует. Поскольку на сегодня импортозамещение является одной из наиболее актуальных задач и направлено на повышение устойчивости национальной экономики, нужно решить проблему путем разработки отечественного прибора на отечественной элементной базе.

Необходимо разработать указанный прибор, превосходящий по главным показателям зарубежные аналоги и ближайшие аналоги российского производства (цифровые приборы ночного видения с лазерным дальномером).

Исходные данные:

– дальность распознавания ростовой фигуры человека в нормированных условиях с объективом кратностью 1 крат – не менее 300 м., а с объективом кратностью 3 крат – не менее 500 м.;

– масса прибора с использованием однократного объектива должна быть не более 600 г., с использованием трехкратного объектива – не более 900 г.;

– рабочая длина волны лазерного излучения – 0,9 мкм.

Для решения поставленной задачи на начальном этапе, который затрагивает настоящая статья, необходимо разработать функциональную схему и выбрать элементную базу. Выбор элементной базы условно можно разделить на две части:

1. Обоснование выбора оптики (ЭОП, объектив).
2. Обоснование выбора дальномера.

Данная статья направлена на решение первой части.

Для этого необходимо осуществить выбор математического аппарата для расчета параметров ЭОП, отвечающих исходным данным; сформулировать методику расчета; составить блок-схему расчета; написать программу и провести расчет.

Текущие результаты:

1. Разработана функциональная схема указанного прибора, которая приведена на рисунке 1.

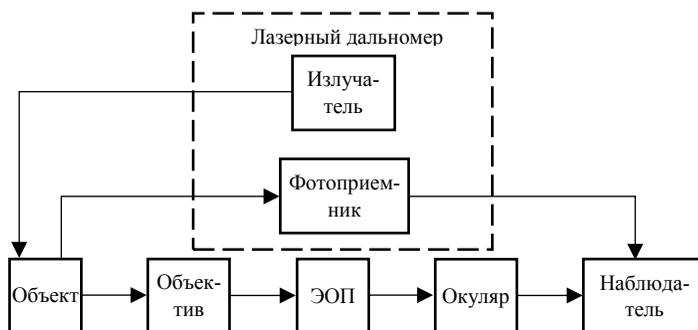


Рисунок 1 — Функциональная схема

2. По выбранным формулам (математическому аппарату) составлена блок-схема программы для расчета дальности распознавания прибора ночного видения в пассивном режиме, а также сама программа.

Для использования данного математического аппарата необходимо ввести следующие данные:

- для ЭОП: интегральная чувствительность, электронно-оптическое увеличение, разрешающая способность, яркость темного фона, постоянная времени, диаметр фотокатода, коэффициент преобразования, коэффициент усиления, коэффициент рассеяния света, коэффициент равновесного рассеяния;

- для объектива: фокусное расстояние, относительное отверстие, разрешающая способность, ЧКХ при заданной частоте линий, коэффициент пропускания, коэффициент светорассеяния;

- для окуляра: фокусное расстояние, разрешающая способность, ЧКХ при заданной частоте линий, максимальная площадь входного зрачка глаза, коэффициент пропускания, коэффициент светорассеяния;

- для внешних условий: естественная освещенность, отношение сигнал/шум, эквивалентный размер цели, контраст объекта с фоном, плотность темного тока, пороговая экспозиция для источника малых угловых размеров, прозрачность атмосферы, коэффициент яркости дымки, коэффициент яркости атмосферы, коэффициент отражения фона для данного фотокатода.

Данные, которые используются для оценки дальности распознавания в подавляющем большинстве случаев, уже введены в разработанную программу (данные о внешних условиях для расчета дальности распознавания ростовой фигуры человека на зеленой траве в условиях естественной ночной освещенности, а также значения параметров окуляра).

3. По программе рассчитаны необходимые параметры ЭОП. Посредством использования разработанной программы расчета для дальности распознавания прибора ночного видения (ПНВ), произведен выбор ЭОП и объектива следующим образом. В качестве исходных данных для расчета выбраны параметры одного из представителей ЭОП поколения 2+, в то же время задавались различные значения параметров объектива. В результате был сделан вывод о том, что ЭОП поколения 2+ не способен обеспечить требуемую дальность распознавания. После чего с исходными данными – параметрами ЭОП 3-го поколения был проведен расчет дальности распознавания ПНВ, который удовлетворил необходимым исходным данным. Также при варьировании параметров объектива выбраны оптимальные значения.

По итогам расчета выбран ЭОП 3-го поколения, то есть с фотокатодом с отрицательным электронным средством на основе соединения GaAs.

Таким образом, выбран и обоснован ЭОП для данного прибора, составлена функциональная схема, разработана программа для расчета параметров ЭОП, т. е. выполнена первая часть постановки задачи.

В дальнейшем необходимо провести выбор дальномер, составить оптическую схему, разработать конструкцию прибора, сформировать готовый прибор и провести экспериментальные исследования.

Литература

1. Шука А. А. Электроника. Учебное пособие / Под ред. А.С. Сигова. – СПб.: БХВ-Петербург, 2006. – 800с.
2. Лазерные приборы и методы измерения дальности: учеб. пособие / В.Б. Бокшанский, Д.А. Бондаренко, М.В. Вязовых, И.В. Животовский, А.А. Сахаров, В.П. Семенов; под ред. В.Е. Карасика. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. – 92 с.

СОДЕРЖАНИЕ

НАУЧНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ – ЭЛЕКТРОНИКА И БИОМЕДИЦИНСКАЯ ТЕХНИКА

Секция ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ И СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Абрамушкина Е.Е., Нос О.В.	Новосибирск	3
Александров И.В.	Новосибирск	7
Белова И.А., Мартинович М.В.	Новосибирск	11
Буй Д.Б., Баранов П.Ф.		15
Величко А.А., Илюшин В.А., Крупин А.Ю.	Новосибирск	20
Костенко М.В., Гридчин В.А.	Новосибирск	24
Кочнев Д.В., Овчаренко А.В., Удовиченко А.В.	Новосибирск	28
Курочкин Д.А., Гейст А.В., Штейн Д.А.	Новосибирск	30
Рогатко И.В., Гридчин В.А.	Новосибирск	32
Севостьянов Н.А., Исаков И.В., Горбунов Р.Л.	Новосибирск	35
Селиванов А.В., Куклин О.Г.	Новосибирск	38
Сидоров В.Е., Жарков М.А., Харитонов С.А.	Новосибирск	40
Филатова А.С., Харитонов С.А.	Новосибирск	43
Хао Ло Ван, Нестеренко Т.Г.	Томск	47
Чистяков Д.А., Гридчин В.А.	Новосибирск	52

Секция РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Абрамова Ю.А., Зиновьев Г.С.	Новосибирск	55
Быченков Д.Е., Райфельд М.А.	Новосибирск	57
Воробьева Г.А., Бизяев А.А.	Новосибирск	60
Захаров В.С., Солдатов А.Н.	Томск	62
Зима Д.Н., Соколова Д.О., Спектор А.А.	Новосибирск	66
Коваль В.О., Скляр А.В., Компанец О.Е., Ионов А.Б.	Омск	69
Луфт В.В., Филимонова Ю.О.	Новосибирск	73

Попов С.В., Девятков Г.Н.	Новосибирск	76
Семина С.Е., Куратов К.А.	Новосибирск	81
Скляр А.В., Компанец О.Е., Коваль В.О., Ионов А.Б.	Омск	84
Сорока Л.В., Лайко К.А.	Новосибирск	89
Тайлаков А.Ю., Кривецкий А.В.	Новосибирск	93
Шапорева Г.О., Бизяев А.А., Яковицкая Г.Е.	Новосибирск	97
Ярославцева А.В., Лайко К.А.	Новосибирск	98

Секция *БИОМЕДИЦИНСКАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА*

Бояхчан А.А., Иванов М.А., Уваров А.А., Лежнина И.А.	Томск	102
Владимирская А.Д., Ткаченко А.Ю., Лобач И.А.	Новосибирск	106
Геворгян И.С., Блохин А.А., Белавская С.В., Навроцкий Л.Г.	Новосибирск	110
Дымченко А.А., Мальшев В.С.		115
Затонов И.А., Баранов П.Ф., Коломейцев А.А.	Томск	119
Кадымов А.А., Навроцкий Л.Г., Лисицына Л.И.	Новосибирск	122
Королюк Е.С., Бразовский К.С.	Томск	127
Красильникова О.Я., Блохин А.А., Белавская С.В.	Новосибирск	130
Крыгин А.С., Солдатов А.И.	Томск	135
Макуха В.К., Мецлер К.А.	Новосибирск	138
Молчанов Р.С., Акулов А.А., Блохин А.А., Белавская С.В.	Новосибирск	143
Синицкий Р.Е., Руденко И.Е., Драгунов В.П.	Новосибирск	147
Синицкий Р.Е., Руденко И.Е., Колосков Д.Б., Драгунов В.П.	Новосибирск	152
Руденков Д.Е., Касьянов С.В.	Томск	156
Фатеев А.М., Навроцкий Л.Г., Лисицына Л.И.	Новосибирск	160
Шевченко Т.А., Боровикова Д.В., Макуха В.К.	Новосибирск	164
Юпашевский А.В., Макуха В.К.	Новосибирск	168

НАУКА. ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ
Сборник научных трудов в 9 частях

г. Новосибирск, 03-07 декабря 2018 г.

Часть 6

Под ред. Гадюкиной А.В.

Подписано в печать 03.12.2018. Формат 60×84/16. Бумага офсетная.

Уч.-изд. л. 10,69. Печ. л. 11,5. Тираж 100 экз. Заказ № 6

Отпечатано в типографии

Новосибирского государственного технического университета
630073, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20