

Труды XXX научной конференции по радиофизике

**СЕКЦИЯ
«ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ
ТЕХНОЛОГИЙ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ
И ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ»**

Председатель – А.Л. Умнов, секретарь – С.Б. Сурова.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ КОМПОНЕНТ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА ПО РЕЗУЛЬТАТАМ МНОГОПОЗИЦИОННОГО КОГЕРЕНТНОГО СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Р.Ф. Халиуллин, А.И. Сулимов

Казанский (Приволжский) федеральный университет

Эффективность современных систем радиосвязи с активными антенными решётками (Massive MIMO) определяется полнотой знания о пространственно-временной структуре радиоканала [1–3]. Эта структура исчерпывающе описывается импульсной характеристикой (ИХ) канала $h(\tau)$, формируемой суперпозицией парциальных компонент, каждая из которых отвечает отдельной траектории распространения сигнала:

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{N_p} \alpha_i e^{j\theta_i} \delta(\tau - \tau_i), \quad (1)$$

где N_p – число различимых приёмником лучей; $\{\tau_i, \alpha_i, \theta_i\}$ – задержка, амплитуда и начальная фаза i -го луча соответственно. Идентификация парциальных компонент – установление соответствия между отдельными максимумами ИХ и конкретными траекториями распространения – необходима как для верификации расчётных моделей канала, так и для оптимизации антенных систем. Векторный анализатор цепей (ВАЦ) обеспечивает измерение ИХ канала с высоким разрешением по задержке [3], однако не предоставляет сведений о геометрии распространения. Для её восстановления измеренную ИХ сопоставляют с результатами трассировки лучей по трёхмерной модели среды [1, 2]. Цель настоящей работы – разработка и экспериментальная проверка метода идентификации рассеивающих объектов, формирующих канал, путём сопоставления измеренных и расчётных ИХ.

Экспериментальная часть

Многопозиционное когерентное зондирование выполнялось в лабораторном помещении площадью около 6×7 м² с помощью программно-аппаратного комплекса [3], включающего ВАЦ и двухкоординатную систему прецизионного позиционирования антенн. Зондирование велось в двух сверхширокополосных диапазонах 2,0–3,0 ГГц (центральная частота 2,5 ГГц) и 5,3–6,3 ГГц (центральная частота 5,8 ГГц). Передаточная характеристика канала $H(f)$ регистрировалась когерентно с сохранением фазы в 1601 частотной точке, что отвечает разрешению по задержке около 1 нс. Передающая антенна последовательно устанавливалась в 1680 узлах прямоугольной апертуры размером 1200×1200 мм², а приёмная – в двух положениях, разнесённых на 1 м. Измерения проводились для каналов с наличием и с отсутствием прямой видимости (LoS и NLoS). Импульсные характеристики $h(\tau)$ восстанавливались обратным преобразованием Фурье измеренных $H(f)$.

Трёхмерная модель среды и трассировка лучей

Цифровой двойник тестового помещения построен в среде Blender: воспроизведены геометрия ограждающих конструкций и крупных объектов интереса.

Электрофизические параметры материалов (диэлектрическая проницаемость, удельная проводимость) заданы по рекомендации МСЭ-R P.2040 для кирпича, бетона, стекла, дерева и металла [2]. Трассировка выполнена в дифференцируемом движке Sionna RT [2] на основе библиотеки TensorFlow по схеме обратного хода лучей. Учитывались зеркальные отражения, дифракция на кромках и диффузное рассеяние при максимальной кратности переотражений $m = 5$. Координаты передатчика и приёмника в модели совпадали с экспериментальными. Детализация сцены наращивалась в три последовательных приближения — от крупномасштабных элементов конструкции до полного набора предметов мебели и измерительной аппаратуры, — что позволило разделить вклад различных групп рассеивателей. Расчётная ИХ содержала задержки, комплексные амплитуды и координаты точек переотражения для всех парциальных лучей.

Метод идентификации и результаты

В измеренной ИХ выделялись локальные максимумы, превышающие уровень шума не менее, чем на 6 дБ. Каждому такому пику ставился в соответствие ближайший по задержке парциальный луч расчётной ИХ при условии $|\Delta\tau| < 1$ нс, после чего сопоставлялись их нормированные амплитуды. Результаты для модели с наиболее полной детализацией среды в режиме прямой видимости приведены на рис. 1 (а) — центральная частота 2,5 ГГц, б) — центральная частота 5,8 ГГц) для обоих диапазонов зондирования.

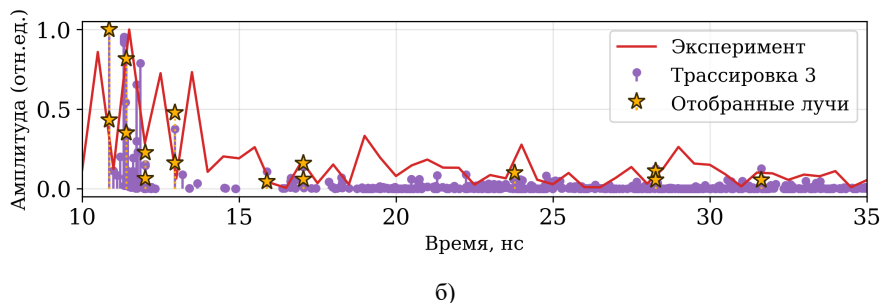
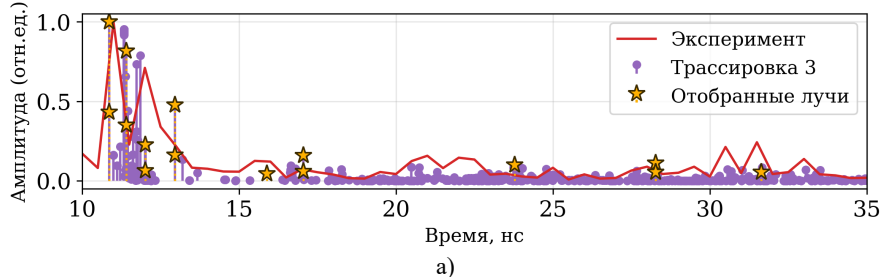


Рис. 1

Доминирующий компонент прямой видимости (интервал задержек около 11 нс) уверенно идентифицируется на обеих частотах. Компоненты однократного отражения от стен восстанавливаются с расхождением задержек не более $\pm 0,5$ нс и отклонением нормированных амплитуд не более ± 3 дБ. В интервале 12–16 нс выявлены лучи, обусловленные отражениями от пола и потолка; для них расхождение амплитуд достигает ± 5 дБ, что объясняется неоднородностью реальных поверхностей, не учтённой в модели. Восстановление цепочек взаимодействий по координатам точек переотражения показало, что доминирующий вклад в суммарное поле вносят однократные зеркальные отражения, а также их сочетания с дифракцией на кромках мебели и оборудования. С ростом частоты зондирования количество парциальных компонент возрастает: на 5,8 ГГц число различимых лучей в окне анализа превышает соответствующее значение на 2,5 ГГц, а число надёжно идентифицируемых доминирующих компонент увеличивается с семи до восьми. В области задержек свыше 25 нс выявлены компоненты двух- и трёхкратных переотражений, идентификация которых затруднена из-за возрастающей плотности лучей и их низких амплитуд.

Заключение

Предложен и экспериментально верифицирован метод идентификации рассеивателей в многолучевом канале на трассах малой протяжённости в замкнутых помещениях по результатам многопозиционного когерентного сверхширокополосного зондирования. В режиме прямой видимости обеспечивается надёжная идентификация компонент однократного отражения (расхождение задержек не более $\pm 0,5$ нс, отклонение амплитуд не более ± 3 дБ); в режиме отсутствия прямой видимости – для компонент вплоть до второго порядка переотражений включительно. Точность использованной модели оказалась недостаточной для воспроизведения тонкой структуры ИХ и требует более детального описания исследуемой среды. Метод применим для верификации расчётных моделей канала и оптимизации антенных систем ММО.

- [1] Ai B., Guan K., He R.-S., Li J.-Z., Li G.-K., He D., Zhong Z.-D., Huq K.M.S. // IEEE J. Selected Areas in Commun. 2017. Vol. 35, no. 7. P. 1678.
- [2] Халиуллин Р.Ф., Сулимов А.И. // Учён. зап. Казан. ун-та. Сер. Физ.-матем. науки. 2024. Т. 166, кн. 4. С. 624.
- [3] Халиуллин Р.Ф., Сулимов А.И. // В кн.: Тр. XXIX Всерос. открытой науч. конф. «Распространение радиоволн». 30 июня – 04 июля 2025 г. – Казань: Изд-во КФУ, 2025. С. 307.

ФОРМИРОВАНИЕ СОГЛАСОВАННЫХ СЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ИЗ МЕЖЛУЧЕВЫХ ЗАДЕРЖЕК ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА ПО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ ДАННЫМ

А.В. Епонешников

Казанский (Приволжский) федеральный университет

Введение

Взаимность распространения радиоволн на масштабах времени когерентности позволяет двум сторонам наблюдать идентичные импульсные отклики канала (далее – ИХ) и использовать его случайность как источник общей энтропии [1, 2]. Преобразование энтропии канала в случайную последовательность (СП) проходит в четыре этапа [3]: зондирование, квантование по уровню, устранение битовых ошибок и статистическая постобработка с помощью универсальных хеш-функций. Среди параметров ИХ, для целей генерации СП предпочтительны случайные задержки многолучевых компонент $\Delta\tau$, в силу устойчивости к шуму и низкой коррелированностью выборочной отсчётов [4]. Большие потери в длине, генерируемой СП, возникают на этапе устранения битовых ошибок. Тем не менее, показано [5], что при правильно организованной предобработке ИХ, можно уменьшить количество ошибок. В настоящей работе предложен оригинальный алгоритм извлечения согласованных случайных последовательностей (ССП) из измерений ИХ, выполненных в замкнутом помещении, снижающий требования к вычислительным затратам на устранение битовых ошибок.

Экспериментальные данные зондирования многолучевого радиоканала

Измерения проведены векторным анализатором цепей в полосе частот 2...3 ГГц. Передающая антенна оставалась неподвижной, а приёмная последовательно перемещалась вдоль узлов прямоугольной сетки 42×40 с шагом 3 см (всего 1680 положений). Для каждого узла измерялся коэффициент передачи канала $s_{21}(f)$. ИХ канала $h(t)$ восстанавливалась обратным преобразованием Фурье. Шаги по частоте и времени для входной последовательности из $N = 1601$ отсчётов равны

$$\Delta f = \frac{f_{\text{stop}} - f_{\text{start}}}{N - 1}, \quad \Delta t = \frac{1}{2(N - 1) \Delta f}, \quad (1)$$

что в использованной полосе частот даёт $\Delta f = 625$ кГц, $\Delta t = 0,5$ нс. Всплески ИХ интерпретировались как многолучевые компоненты канала, а их относительные задержки $\Delta\tau_k = \tau_{k+1} - \tau_k$ и использовались для целей генерации СП.

Положение приёмника с индексом 0 (ближайший к передатчику угол сетки) принимался за позицию условного наблюдателя E ; каждое из 1679 остальных положений трактовались как позиция абонента B на различных удалениях от точки E . Таким образом, каждое зондирование канала даёт пару ИХ: $h_{AB}(t)$ для абонентов системы и $h_{AE}(t)$ – для условного наблюдателя E .

В работе регистрировался только коэффициент передачи s_{21} «прямого канала» (от A до B). Контрольные тестовые измерения обратного коэффициента s_{12} дали практически идентичную ИХ, поэтому для имитации неизбежного приёмного рассогласования

регистраций сторон A и B одна копия измеренного спектра искажалась независимой реализацией белого шума при отношении сигнал/шум равном 30 дБ.

Алгоритм генерации случайно последовательности

Из регистраций ИХ $\{h_{AB}(t), h_{BA}(t)\}$ каждой стороны выделялись локальные максимумы. Для дальнейшей обработки использовались не более восьми пиков с наибольшими амплитудами, что позволяло отбросить ложные пики артефактов обратного дискретного преобразования Фурье. Амплитудный профиль сохранённых пиков преобразовывался в маску доверия – квантильные уровни амплитуд (выделялось восемь уровней, закодированных 3 битами), передаваемую по открытому каналу от A к B . Обе стороны независимо применяли одинаковый детерминированный алгоритм совмещения регистраций, и оставляли только пики с близкими уровнями масок (расхождение не более чем на единицу по уровню амплитуды). Формировался общий список индексов регистраций Δt для дальнейшего преобразования в ССП. Каждое сохранённое значение Δt отображалось на 64-уровневую квантильную сетку (6 бит), построенную независимо на каждой стороне без обмена эмпирическими порогами, что даёт до 6 бит двоичной последовательности на каждый пик исходных регистраций ИХ. Описанным способом формировались экземпляры СП K_A и K_B абонентов A и B .

Устранение битовых рассогласований между экземплярами K_A, K_B не требовалось, что устраняло связанные с этим потери. Для приближения распределения битов к равномерному применялась перестановка блоков длиной 8 бит и побитное XOR-сложение с заранее известной случайной последовательностью. Обе эти операции обратимы для наблюдателя E . Окончательная статистическая постобработка выполнялась универсальным хешированием с псевдослучайной матрицей Тёплица с длиной выхода $0,85 \cdot n_{\text{ex}}$ бит [3]. Условному наблюдателю E были известны параметры алгоритма обработки измеренных данных, что позволяло проводить ему аналогичную обработку над его собственными регистрациями ИХ $h_{AE}(t)$ и создавать третий экземпляр СП K_E . Далее рассматривалась корреляция K_E с экземплярами абонентов K_A, K_B .

Результаты генерации согласованных случайных последовательностей

По описанному алгоритму выполнена обработка 1679 регистраций ИХ абонентов $\{h_{AB}(t), h_{BA}(t)\}$. Среднее расхождение между экземплярами K_A, K_B абонентов A и B составляло 2,26 %. При этом более чем в 90 % случаев, при достаточной взаимности канала $s_{12} \approx s_{21}$, наблюдалось полное побитовое совпадение экземпляров K_A, K_B . Расхождение между экземплярами K_A, K_E сторон A и E было сконцентрировано вокруг 50 %, что означало их статистическую независимость [4, 5]. На рис. показан пример оцифровки преобразованных регистраций ИХ: пики сторон A и B имеют идентичную индексацию при квантовании по уровню и близкие задержки по времени, тогда как профиль пиков регистрации в точке E существенно отличается. Таким образом, условный наблюдатель E не имеет возможности на основании обработки собственных регистраций $h_{AE}(t)$ сформировать экземпляр СП K_E , который идентичен экземплярам K_A, K_B абонентов.

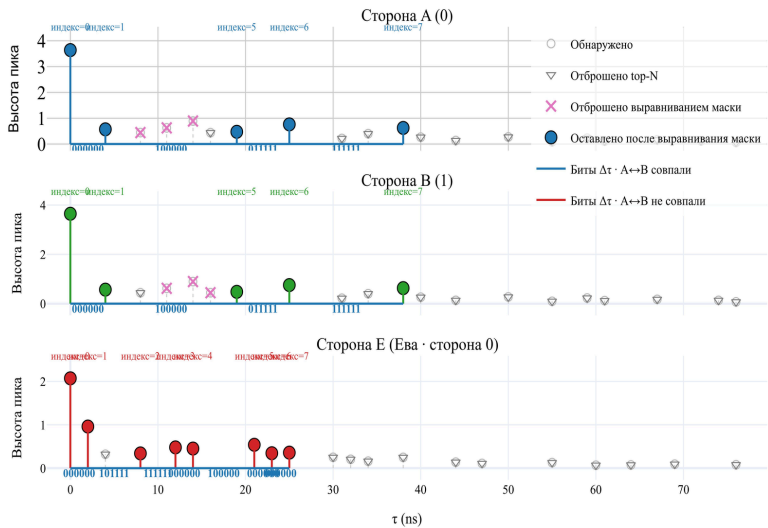


Рис.

Сводные характеристики сгенерированных экземпляров СП приведены в табл.; $n_{сохр}$ – число задержек после согласования масок, $n_{вых}$ – длина выходной ЦСП, BDR – доля несовпадающих бит. Проверка случайности сгенерированных СП статистическими тестами NIST SP 800-22 не опровергла гипотезу о равномерности и случайности, уровень значимости p лежал в диапазоне $[0,30; 0,94]$. Однако объем тестируемой СП 57165 позволил провести только 10 тестов из 16.

Табл.

Показатель	Значение
$n_{сохр}$ (среднее / медиана)	40,8 / 42
$n_{вых}$ (среднее / медиана / суммарно)	34,0 / 35 / 57 165 бит
BDR(A,B), среднее / медиана	2,26 % / 0 %
Доля пар с полным совпадением $A \leftrightarrow B$	90,7 %
BDR(A,E), среднее / медиана	0,501 / 0,514
Доля пар с BDR(A,E) $\in [0,4; 0,6]$	82,0 %

Заключение

Разработанный алгоритм позволял извлечь примерно 35 бит СП из каждой регистрации ИХ. В 91 % случаев абоненты формировали идентичные последовательности

даже без устранения битовых ошибок. При этом условный наблюдатель не смог воссоздать ССП абонентов. Статистические тесты NIST SP 800-22 подтвердили случайность сгенерированных ССП. Отсутствие активного согласования экземпляров ССП делает разработанный алгоритм пригодным для устройств связи с ограниченными ресурсами, для которых протоколы Cascade или LDPC нереализуемы вычислительно.

- [1] Zeng K. // IEEE Communications Magazine. 2015. Vol. 53, no. 6. P. 33.
- [2] Wang T., Liu Y., Vasilakos A.V. // Wireless Networks. 2015. Vol. 21, no. 6. P. 1835.
- [3] Zhang J., Duong T.Q., Marshall A., Woods R. // IEEE Access. 2016. Vol. 4. P. 614.
- [4] Patwari N., Croft J., Jana S., Kaseh S.K. // IEEE Trans. Mob. Comp. 2010. Vol. 9, no. 1. P. 17.
- [5] Dehmollaian E., Etlzlinger B., Springer A. // In: Proc. IEEE WCNC 2024. 2024. P. 1.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ КВАНТОВЫХ КАСКАДНЫХ ЛАЗЕРОВ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

С.А. Чахлов^{1,2)}, А.А. Ластовкин²⁾, В.В. Дюделев³⁾, Г.С. Соколовский³⁾,
Н.Г. Захаров²⁾, Ф.А. Стариков²⁾

¹⁾ Филиал МГУ в г. Сарове

²⁾ РФЯЦ-ВНИИЭФ

³⁾ ФТИ им. А.Ф. Иоффе

Введение

Принцип работы квантового каскадного лазера (ККЛ) основан на межподзонных переходах между электронными уровнями энергии в квантовых ямах полупроводниковой многослойной гетероструктуры. ККЛ излучают в инфракрасных окнах прозрачности атмосферы в диапазонах 3–5 мкм и 8–12 мкм. В сравнении с излучением видимого диапазона и диапазонов 1 и 1,5 мкм такое излучение значительно слабее рассеивается на частицах тумана, пыли и дыма. Это позволяет обеспечить стабильную связь на больших расстояниях даже при плохой видимости, когда более коротковолновое лазерное излучение полностью блокируется [1].

Квантовые каскадные структуры, аналогичные ККЛ, используются для создания детекторов ИК диапазона. Полоса частот таких квантовых каскадных детекторов (ККД) достигает 20 ТГц, а чувствительность – 1 мА/Вт в среднем ИК-диапазоне [2], что согласуется со спектральным диапазоном излучения ККЛ и открывает возможности по их совместному применению в системах связи.

Выделение тепла в малом объеме приводит к перегреву активной области квантового каскадного лазера, что влияет негативно на характеристики излучения. В настоящей работе предложен и реализован метод неинвазивного исследования динамики температуры активной области квантового каскадного лазера в импульсно-периодическом режиме генерации. Метод заключается в регистрации излучения внешнего зондирующего лазера после прохождения через структуру квантового каскадного лазера. Проведено моделирование процесса прохождения импульса тока через активную область, получены тепловые профили в динамике. Также в настоящей работе представлены результаты разработки системы оптической связи на основе ККЛ, использующей два типа приёмников: HgCdTe-детектор и ККД, а также результаты испытаний данной системы на дальности 100 м при работе ККЛ при комнатной температуре.

Неинвазивный метод исследования динамики температур

В настоящей работе используется образец ККЛ, изготовленный в ФТИ им. А.Ф. Иоффе РАН на основе двух типов полупроводников $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}/\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}$.

Величины запрещенных зон квантовой ямы и квантового барьера при температуре 300 К составляют 0,74 эВ и 1,47 эВ соответственно. Энергия фотона излучения лазера диапазона 1590 нм – 0,78 эВ. Схема эксперимента представлена на рис. 1. Излучение зондирующего лазера длины волны диапазона 1590 нм с помощью волокна 5/125 мкм с числовой апертурой 0,12 согласовывалось с волноводной модой ККЛ. После прохода через волновод ККЛ излучение регистрировалось InGaAs детектором. Питание ККЛ осуществлялось в импульсно-периодическом режиме с помощью драйвера, формирующего импульсы электрического напряжения заданной амплитуды до 12 В, длительности от 100 нс и частоты 10 кГц, задаваемые с помощью генератора импульсов и задержек. Чип ККЛ смонтирован на теплоотвод, температура которого поддерживалась постоянной 25°C.

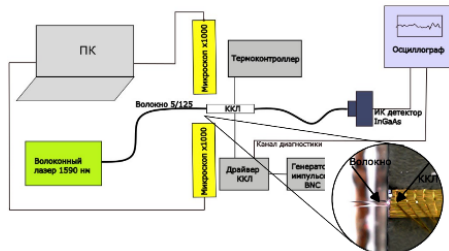


Рис. 1

При подаче на ККЛ импульсов длительностью 100 нс с частотой 50 КГц наблюдалось поглощение излучения лазера-зондировщика, что показано на рис. 2. На рисунке видно, что поглощение увеличивается в 1,6 раза, а затем восстанавливается на первоначальный уровень за характерное время 9 мкс.

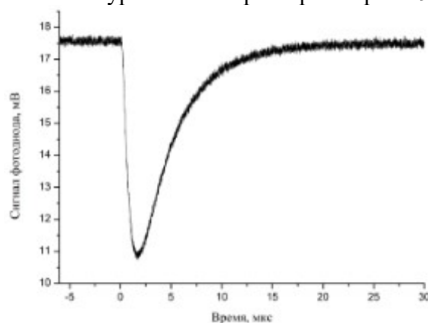


Рис. 2

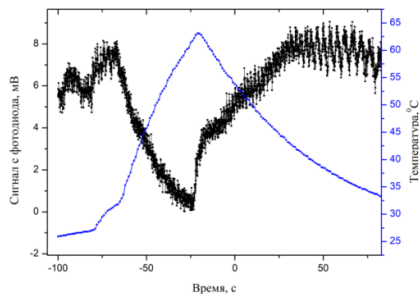


Рис. 3

Также была исследована зависимость поглощения излучения лазера-зондировщика в зависимости от температуры активной области при выключенном питании ККЛ. Результаты представлены на рис. 3.

Синие графики соответствуют температуре активной области ККЛ, а черные – сигналу с фотодиода. Увеличение поглощения в 1,6 раза, соответствующее предыдущему эксперименту, происходит при температуре 45–50°C. Также на рисунке можно наблюдать переколебания, которые объясняются температурным изменением пропускания за счет переключения мод Фабри-Перо волновода ККЛ.

Компьютерное моделирование

Про полупроводниковые материалы, использующиеся при росте структуры ККЛ, известно достаточно, но характеристики теплопередачи гетеропленки из двух типов полупроводников пока находятся в процессе изучения. В целях оценки коэффициента теплопроводности активной области ККЛ проведено моделирование процесса прохождения импульса тока через структуру ККЛ.

Расчеты заключались в решении теплового уравнения методом конечных элементов с применением специализированного программного обеспечения для численного моделирования многофизических процессов. Полученные тепловые профили каскадной структуры представлены на рис. 4. Здесь верхние 2 профиля соответствуют началу и концу импульса питания, а нижние – началу и концу растекания тепла по подложке. График зависимости температуры активной области от времени представлен на рис. 5. Методом согласованного расчета при варьировании значения теплопроводности активной области, чтобы характерное время остывания структуры составляло 9 нс, как продемонстрировано на рис. 2, была проведена оценка теплопроводности активной области и составила $0,01 \text{ Вт/(м}\cdot\text{К)}$.

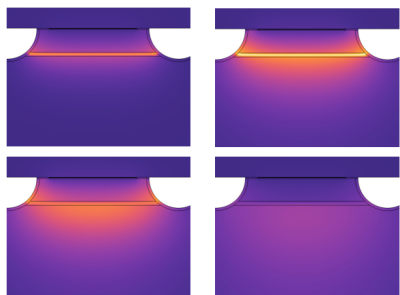


Рис. 4

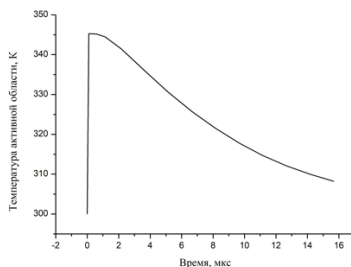


Рис. 5

Передача данных на основе ККЛ

В рамках настоящей работы было реализовано два эксперимента. В эксперименте № 1 применен HgCdTe-детектор на дальности 100 м, эксперимент проводили в условиях моросящего дождя и легкого тумана при видимости менее 1 км. В эксперименте № 2 применили ККД на дальности 3 м в лабораторных условиях. Оптическая схема модулей показана на рис. 6.

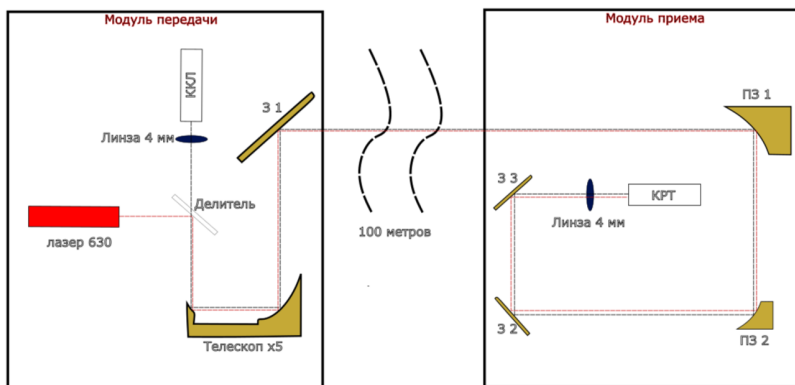


Рис. 6

Модуль передачи информации реализован на основе ККЛ диапазона 8 мкм, изготовленного в ФТИ им. А.Ф. Иоффе. Спектр излучения ККЛ соответствует продольным модам резонатора Фабри-Перо. Полупроводниковая структура ККЛ располагается на медной платформе, обеспечивающей теплоотвод. Температура платформы поддерживается в диапазоне 20°C с точностью 0,1°C при помощи элемента Пельтье, терморезистора и термоконтроллера. Питание ККЛ осуществляется драйвером, формирующим импульсы электрического тока заданной амплитуды. Последовательность импульсов задается с помощью генератора импульсов и задержек. Выходной торец волновода ККЛ расположен в фокусе асферической линзы с фокусным расстоянием 4 мм, которая коллимирует лазерное излучение. Далее на плоскопараллельном делителе, пропускание которого на длине волны 8 мкм составляет >90%, ось излучения ККЛ совмещается с осью излучения юстировочного лазера диапазона 630 нм. Это позволяет визуализировать направление наведения. Затем излучение проходит через пятикратный зеркальный телескоп, уменьшающий его расходимость. Плоское зеркало 31 направляет излучение в сторону приемного модуля.

После преодоления стометровой приземной трассы излучение собирается телескопом, образованным двумя внеосевыми параболическими зеркалами с серебряным напылением ПЗ1 и ПЗ2 с фокусными расстояниями 6 и 2 дюйма соответственно. Система зеркал 32 и 33 заводит излучение в линзу с фокусным расстоянием 200 мм, которая фокусирует излучение на чувствительной площадке HgCdTe-детектора. Модуль передачи информации расположен в здании. В 100 метрах от здания располагался приемный модуль. Фотографии модулей представлены на рис. 7.



Рис. 7

Данные передавались в виде одного пакета длительностью до 1 мкс. Пакет данных кодировался следующим образом – весь пакет делился на временные интервалы фиксированной длительностью – биты. Биту “1” соответствует высокий уровень сигнала заданной длительности, а биту “0” – низкий. Пакет данных соответствовал следующей последовательности: “10100000110100011001011” с длительностью битов $\tau_{\text{bit}}=20$ нс. Ограничение длительности пакета данных связано с разогревом активной области ККЛ и последующим ухудшения характеристик излучения лазера. На рис. 8 показан результат передачи данных на скорости 42 Мбит/с, сигнал/шум составил 20 ± 5 .

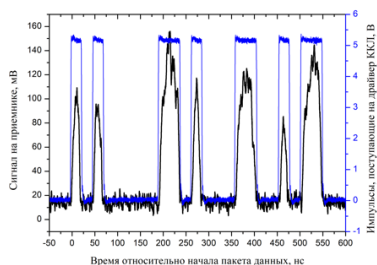


Рис. 8

На рис. 9 представлен результат передачи данных в лабораторных условиях с использованием ККД как приемника. В отличие от предыдущего эксперимента, данные не кодировались, а передавалась последовательность импульсов длительностью 12 нс в виде пакета длительностью 800 нс. На осциллограмме черным цветом отображены импульсы питания ККЛ, а синим – импульсы с ККД при частоте следования импульсов 38 МГц, что соответствует полосе канала связи 76 Мбит/с.

Наблюдается характерный для всех частот модуляции спад амплитуды световых импульсов за время длительности пакета, что может быть объяснено разогревом активной области. В диапазоне от 50 до 400 нс наблюдается выраженная область роста, а затем спада сигнала, что объясняется появлением в спектре излучения второй продольной моды излучения, наблюдаемые также в эксперименте № 1.

Выводы

Предложен метод неинвазивного исследования динамики температуры активной области ККЛ в импульсно-периодическом режиме генерации. Метод заключается в регистрации излучения внешнего зондирующего лазера после прохождения через структуру квантового каскадного лазера. Продемонстрировано увеличение поглощения излучения зондирующего лазера с ростом температуры активной области в 1,6 раза, что соответствует нагреву активной области до 45–50°C. Проведено моделирование процесса прохождения импульса тока через активную область, получены тепловые профили в динамике, найдено значение коэффициента теплопроводности активной области 0,01 Вт/м·К. Данное исследование имеет большое практическое значение для создания всепогодной высокоскоростной системы передачи информации в свободном пространстве.

На основе квантового каскадного лазера реализована передача данных в свободном пространстве на скорости до 100 Мбит/с в диапазоне 8 мкм с использованием HgCdTe-детектора в сложных метеорологических условиях на дальности 100 метров. Обнаружено скачкообразное повышение сигнала на величину более чем в два раза, что объясняется появлением в спектре излучения второй продольной моды резонатора Фабри-Перо.

При использовании ККД может наблюдаться всплеск амплитуды огибающей импульсов, также связанный с появлением в спектре излучения ККЛ второй продольной моды. Последующая деградация амплитуды световых импульсов объясняется разогревом активной области квантового каскадного лазера. Решение проблемы разогрева позволит увеличить скорость передачи данных до уровня порядка 100 Гбит/с.

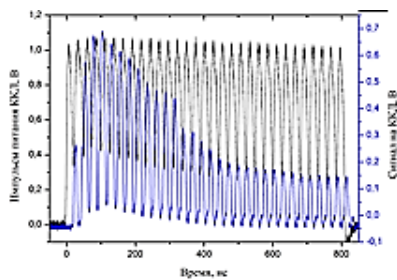


Рис. 9

- [1] Abramov P.I., Budarin A.S., Kuznetsov E.V., Skvortsov L.A. // J Applied Spectroscopy. 2020. Vol. 87, no. 4. P. 515.
- [2] https://www.hamamatsu.com/eu/en/news/featured-products_and_technologies/2025/quantum-cascade-detectors-mid-infrared-sensing.html

ПОСТРОЕНИЕ ПОДСИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Ю.М. Скрябин

РТУ МИРЭА

Введение

Электростатическими сигналами называют нестационарные сигналы датчиков, используемых в системах электростатического мониторинга состояния технических объектов, таких как газотурбинные двигатели, насосы систем пневмотранспорта, горелок и некоторых других систем [1]. С подобного рода сигналами приходится иметь дело и в системах электростатической локализации метеоявлений и летательных аппаратов, перемещающихся в атмосфере.

Основными задачами, решаемыми при построении подобного рода систем, является организация обработки информации с массива датчиков. Для некоторых видов обработки электростатических сигналов с каждого датчика требуется не вся зависимость напряжения от времени, а только две её характеристики: признак частоты и признак времени. В проведенных ранее исследованиях, для этого предлагалось использование время-частотного анализа на основе многочисленных свертки сигналов с вейвлет функцией Морле или специальной рациональной функцией, после чего вычисленные признаки отправляются на пункт совместной обработки информации.

Стандартным путем решения такой задачи является снабжение каждого датчика вычислительным устройством. Функцией каждого вычислителя будет вычисление признака времени и частоты для ряда частот сигналов с определенным шагом по времени. После этого на основе полученных данных проводится анализ. Так как самый простой вид датчика представляет собой лист текстолита с медным слоем [2], то однозначно, что его стоимость будет не самой определяющей среди всех компонентов. С учетом того, что для задач электростатического мониторинга количество датчиков может исчисляться тысячами, то удешевление стоимости каждого датчика является важной задачей.

Целью данной работы является рассмотрение возможности первичной обработки электростатического сигнала при помощи микроконтроллера малой битности с аппаратным умножением, но не относящихся к специализированным цифровым процессорам для обработки электростатического сигнала.

Постановка задачи

Задача первичной обработки электростатического сигнала описана в статье [3]. Для лучшей наглядности визуализация используемых вычислительных ресурсов продемонстрировано на рис. 1.

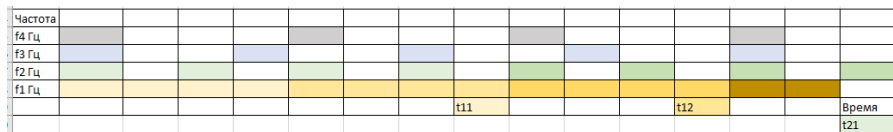


Рис. 1

На рис. 1 указаны две оси: горизонтальная ось времени и вертикальная ось частоты. Это оси графика получаемой функции фазы. Для её вычисления необходимо найти угол получаемой комплексной узловой функции P :

$$P\left(\frac{N-1}{2 \cdot f} \cdot l, f\right) = \sum_{n=1}^N (s_i \cdot A_i), \quad (1)$$

$$tp = t + \frac{1}{f} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \arctg\left(\frac{Im(P(t, f))}{Re(P(t, f))}\right)$$

где s_i – измерительный сигнал с АЦП;

A_i – комплексная анализирующая функция, заданная таблично;

f – частота, на которую настроено преобразование;

l – длина анализирующей функции в периодах.

Число F , которое характеризует фазу, получается путем свертки (1) измерительного сигнала с анализирующей функцией. Каждое произведение следует рассчитать в свой момент времени, определяемый как i/f и добавлять к сумме. Это следует делать для всех N , пока не закончится анализирующая функция. В таком случае мы найдем значение узловой функции P для выбранной частоты в момент времени середины окна.

Очевидно, что если необходимо найти частоту вдвое, втрое меньшую, то следует делать вычисления в два, в три раза меньше. Это визуализировано на рис. 1.

Алгоритм в работе [3], рассмотренный для рациональной анализирующей функции требует длины функции $l = 10$, и размер шага между окнами в четверть периода. Это приводит к перекрытию окон в 97,5%. Это означает, что для каждой вычисляемой частоты каждое взятие сигнала с АЦП требует 80 произведений (по 1 на мнимую и на реальную часть) с накоплением за время между отсчетами (частота f/l на рис. 1), а для частоты, вдвое меньшей – уже 40 произведений для данной частоты (частота $f/2$ на рис. 1), если половину произведений делать между сегментами времени (пустые ячейки на рис. 1).

Задача упрощается тем, что электростатические сигналы имеют малую частоту. Их свертка с анализирующей функцией является наиболее ресурсоемкой частью расчета, так как дальнейшая оценка проводится по условию инвертирования знака фазы функции P , и только для этого случая требуется небольшой объем расчетов.

Цель настоящего исследования является оценка возможности использования универсального микроконтроллера для задачи цифровой обработки электростатического сигнала.

Для достижения поставленной цели была решена задача определения частотного диапазона, который может обработать в режиме реального времени микроконтроллер PIC1845K22.

Аппаратная платформа

Микроконтроллер PIC1845K22 имеет 10-битный АЦП, который может получать отсчеты с периодом в 12 мкс в автоматическом режиме. Время считывания регистров составляет не более 8 машинных цикла (1 мкс) с учетом работы на прерывание.

Микроконтроллер выполняет 1 команду за один машинный цикл в 125 нс при подключении кварцевого генератора 8 МГц с умножителем частоты, имеет умножитель 8

на 8, регистровую память для хранения данных в 3,7 кБ, из них 256 байт адресуются напрямую. Это означает, что при табличном хранении анализирующей функции, содержащей 2000 (10 периодов по 100 точек, мнимая и реальная часть) двухбайтных значений, требуется 4 кБ памяти (в выбранном микроконтроллере PIC это уже вынуждает к использованию внешней памяти), хранения 4-х байтных значений сверток требует по 320 байт каждая. Реализация алгоритмов оптимизации расчетов обычно требует дополнительной памяти, что явно потребует подключения внешней памяти и ограничений, связанных с этим [4]. Вопрос состоит в том, хватит ли вычислительных мощностей.

Машинное время для вычисления

В работе для оценки граничной частоты использовались эмпирические данные затрат на вычисление свертки (1). Для оценки затрат времени использовался алгоритм, блок-схема которого изображена на рис. 2.

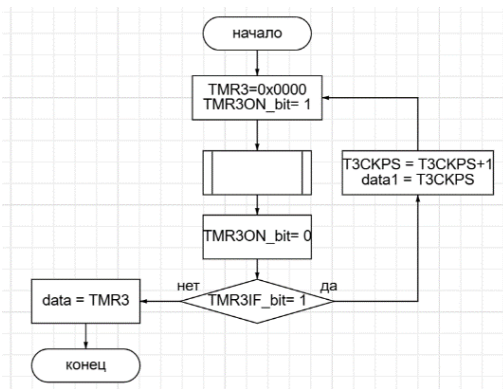


Рис. 2

Для определения времени использовался старт аппаратного таймера TMR3 перед вычислением и его остановка и считывания после вычислений. Прерывание по его переполнению было отключено, но флаг переполнения TMR3IF работал и мог быть считан. Если переполнение имело место быть, то увеличивался коэффициент делителя частоты тактового сигнала для таймера и расчет запускался вновь.

Согласно замерам для произведения двухбайтных чисел (из них заполнены 12), с записью результата в 4 байта требуется 1,25 мкс. Совершение полного акта вычислений одного произведения с накоплением и перемещениями по регистрам по формуле (1) требуется 3 мкс. При использовании неосновных банков регистровой памяти время увеличивается до 3,25 мкс. Это позволяет оценить количество частот, которые может обработать PIC1845K22 при заданных условиях. Рассчитанные диапазоны представлены в табл.

Если перекрытие соседних окон свертки составляет 97,5%, дискретность анализирующей функции составляет 100 точек на период, то при частоте f_l (рис. 1) необходимо

обрабатывать 40 операций за интервал. Таким способом в режиме реального времени может быть произведена обработка первой частоты 80 Гц.

Если использовать кратные частоты, то обработка возможна с частоты 40 Гц и ниже и количество обрабатываемых частот будет ограничено регистровой памятью. Но шаг по частоте будет довольно велик.

Если использовать промежуточные частоты, то это приведет к нерациональному распределению рассматриваемых частот. Поэтому наиболее рациональным способом является обработка с шагом 1,6 Гц в диапазоне 1,6–16 Гц.

Заключение

Использование микроконтроллера PIC1845K22 для первичной обработки электростатических сигналов возможно, если носители электростатического заряда, на которые ориентированы зонда, перемещаются со скоростью, обеспечивающей частоту электростатических сигналов не более 16 Гц. Это соответствует соотношению скорости объектов к высоте над датчиками примерно равному 8, согласно оценкам в статье [3]. Т.е., при расстоянии пролета над датчиком на высоте полметра, скорость не должна превышать 4 м/с.

Табл.

Символьное обозначение	Диапазон частот, Гц	Ряд частот, Гц
$f1$	80	80
$f2, f4, f8...f32$	2,5–40	40, 20, 10...
$f6, f7, f8...f15$	5,3–13,3	13,3, 11,4, 10...
$f50, f25, f17, f13...f5$	1,6–16	16, 13,3, 11,4

- [1] Yong Y. [et al.] // Measurement. 2021. No. 169. P. 153.
- [2] Ластовецкий А.Е., Клепка С.П., Рябоконь М.С. // Вестник концерн ПВО Алмаз-Антей. 2015. № 3. С. 57.
- [3] Скрыбин Ю.М. // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2024. № 1(47). С. 5.
- [4] Сафаралеев В.А., Гусаров А.А. // Труды МАИ. 2025. № 140.

БИОФИЛЬНЫЙ УМНЫЙ ДОМ КАК ПЕРСПЕКТИВНОЕ НАПРАВЛЕНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЙ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

А.Л. Умнов

ООО «ЭДЕМ»

Термин «Умный дом» (Smart House) был официально введён в 1984 году Американской ассоциацией жилищно-строительных компаний (National Association of Home Builders) для продвижения идеи интеграции новых технологий в проектирование жилья. За все время развития этой концепции основные усилия разработчиков были направлены на управление традиционными бытовыми функциями: освещением, вентиляцией, сигнализацией, мультимедийными центрами и т.п. техническими устройствами с возможностью доступа к ним как с локальных пультов, так и удалённо (через Интернет). При этом подразумевалось, что интерьеры помещений в основном формируются за счет отделочных материалов, мебели, дизайнерски оформленных инженерных систем и других технических устройств.

Так называемый биофильный дизайн помещений, подразумевающий введение элементов живой природы внутрь зданий (в первую очередь растений), стал набирать популярность только в последнее время. Его теоретической основой служит гипотеза биофилии Э.О. Уилсона (1984), утверждающая врождённую потребность человека в связи с природой [1–6]. Современные исследования демонстрируют высокий потенциал такого подхода для улучшения качества жизни в урбанизированной среде. Концепция биофильного умного дома соответствует ESG (Environmental, Social, Governance) подходу в девелопменте, в котором экология, социальная ответственность и качество управления влияют на решения на всех этапах: от планирования и строительства до эксплуатации и продажи. Метаанализ [7] на основе 42-х исследований показывает следующие ключевые закономерности для состояния людей в помещениях с растениями:

1. физиологическое расслабление: значительное снижение диастолического артериального давления, уменьшение активности симпатической нервной системы (по данным ЭЭГ/ЭДА);
2. когнитивные улучшения: повышение точности и скорости выполнения задач на внимание и память;
3. клинические преимущества: у послеоперационных пациентов – снижение потребления анальгетиков, сокращение сроков госпитализации;
4. образовательный контекст: значительное улучшение академической успеваемости и снижение прогулов в классах с растениями.

Отдельно следует упомянуть возможности фитостен по очистке воздуха помещений от патогенных микроорганизмов и химических загрязнителей, которые реализуются при активной продувке воздуха через ризосферу и филлосферу растений [8].

Наиболее технологичной основой для внедрения комнатных растений в помещении является вертикальное озеленение на основе фитостен. При этом главным барьером для внедрения фитостен является опасение лиц, принимающих решение о развертывании таких систем, в том, что система окажется сложной в эксплуатации, потребует постоянного внимания персонала и будет плохо предсказуема по затратам.

Как показывает опыт создания и эксплуатации системы ЭДЕМ на нескольких площадках [9], технологии Интернета вещей (IoT) при продуманной модульной конструкции самих фитостен позволяют решить эти проблемы за счет:

- индивидуализированного автоматического обеспечения растениям оптимальных условий по освещению, поливу и удобрению на основе показаний датчиков и априорных данных по предпочтительным условиям для растений различных видов;
- подключения фитостен к системам электропитания, водоснабжения и канализации зданий через служебный модуль, в котором размещаются системы водоподготовки, адаптеры низковольтного питания, системы локального управления и системы связи с центральным сервером;
- наличия резервных автономных источников воды и электропитания, страхующих от аварийных ситуаций с централизованным обеспечением;
- наличия систем санации элементов фитостены, предотвращающих распространение патогенов (использование УФ-обеззараживателей воды, распыление пробиотиков и т.п.);
- многоточечного контроля состояния технических систем фитостены;
- наличия центрального сервера, обслуживающего множество географически распределенных объектов (сбор и аналитика данных, организация регламентного и аварийного обслуживания, оказание консультаций в дистанционном режиме и т.п.);
- наличие блока мониторинга параметров микроклимата помещения (температура и влажность воздуха, освещенность и т.п.).

Как показывает опыт с фитостенами «ЭДЕМ», число датчиков и исполнительных устройств даже для относительно небольших фитостен 10–12 квадратных метров может превышать сто единиц, что требует продуманной организации каналов связи и системы управления. Системы, базирующиеся на IoT-технологиях, позволяют удовлетворить этим требованиям по приемлемым рыночным ценам. При массовом производстве такие фитостены будут дороже аналогов без автоматизации или с минимальной автоматизацией в 1,5–2 раза.



Рис.1

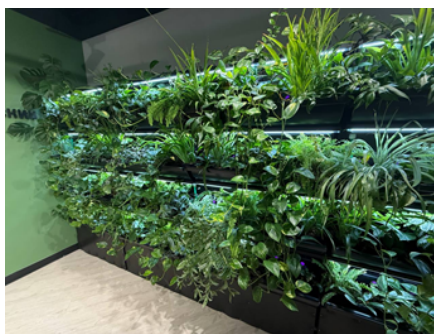


Рис.2

На рис. 1 показана внутренняя структура фитостены ЭДЕМ, на рис.2 – фитостена ЭДЕМ в стадии разрастания растений.

Фитостены могут являться базовым, но не единственным компонентом биофильного «Умного дома». Технологии Интернета вещей позволяют добавить в него такие элементы, как:

- световые панели с имитацией естественного света (такие, как Led Window или SkyLight, обеспечивающие спектр света, близкий к солнечному, плавную смену утреннего, дневного, вечернего и ночного вида неба с имитацией движения облаков и звездного неба);
- имитаторы звуков природы (помимо готовых библиотек (шум леса, моря, дождя), можно внедрить более сложные решения: устройства, которые анализируют контекст (время суток, уровень стресса человека) и подбирают соответствующий аудиоряд);
- имитаторы запахов природы (возможно использование ароматодиффузоров с автоматическим подбором эфирных масел (лаванда для релаксации, цитрус для бодрости) в связке с датчиками настроения);
- встраиваемые в интерьер аквариумы и палюдариумы с автоматизированным обслуживанием,
- системы управления микробиотой помещений (первые шаги по созданию подобных систем на основе распыления в помещении пробиотиков были сделаны разработчиками системы ЭДЕМ).

Биофильный «Умный дом», состоящий из множества подсистем является сложной биотехнической системой, для безопасной и эффективной работы которой необходима локальная система управления, алгоритмы работы которой базируются на понимании взаимодействия человека с природной средой. Согласованную работу всех подсистем может обеспечить наличие локальной системы управления (локальный контроллер и edge-аналитика) при связи ее с центральным сервером, получающего данные с множества географически распределенных биофильных «Умных домов» и вырабатывающим на основе этих данных алгоритмы управления ими.

- [1] Wilson E.O. Biophilia. – Cambridge, MA: Harvard University Press, 1984, 157 p.
- [2] Kellert S.R., Heerwagen J.H., Mador M.L. (eds.) Biophilic Design: The Theory, Science and Practice of Bringing Buildings to Life. – Hoboken: John Wiley & Sons, 2008, 368 p.
- [3] Browning W.D., Ryan C.O., Clancy J.O. 14 Patterns of Biophilic Design: Improving Health & Well-Being in the Built Environment. – New York: Terrapin Bright Green, 2014, 58 p.
- [4] Lee E.J., Park S.J. // Sustainability. 2020. Vol. 12, no. 20. Art. 8572. DOI: 10.3390/su12208572.
- [5] Bulaj G., Forero M., Huntsman D.D. // Frontiers in Medicine. 2025. Vol. 12. Art. 1610259. DOI: 10.3389/fmed.2025.1610259.
- [6] Browning W.D., Ryan C.O., Walker D.B. The Economics of Biophilia: Why Designing With Nature in Mind Makes Financial Sense. 2nd ed. – New York: Terrapin Bright Green, 2023, 42 p.

- [7] Igarashi M., Ikei H., Song C., Miyazaki Y. // Int. J. of Environmental Research and Public Health. 2022. Vol.19, No 12. Art. 7248. DOI: 10.3390/ijerph19127248.
- [8] Lyu L., Fleck R., Matheson S., King W.L., Bauerle T.L., Torpy F.R., Irga P.J. // Critical Reviews in Environmental Science and Technology, 2024. DOI: 10.1080/10643389.2024.2438444.
- [9] Умнов А.Л., Беспалов Д.А., Волгин И.С. Создание тестовой зоны системы ЭДЕМ в Технопарке «Саров» // Труды XXVI научной конференции по радиофизике. Н. Новгород: ННГУ, 2022. С. 578.

Секция «Физические основы и практическое применение технологий
беспроводной связи и информационно-телекоммуникационных технологий»

Заседание секции проводилось 29 мая 2026 г.
Председатель – А.Л. Умнов, секретарь – С.Б. Сурова.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского